

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE EN
ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR
Atègbo Michel HOUÉNAGNON**

**ÉTUDE, CALCUL ET SIMULATION D'UN CORRECTEUR
TRIPHASÉ DE FACTEUR DE PUISSANCE**

JANVIER 1997

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RÉSUMÉ

Le rapport expose, dans le premier chapitre, les différentes techniques de correction de facteur de puissance et les différentes topologies de correcteur de facteur de puissance triphasé.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude d'une topologie triphasée à un seul interrupteur commandable de correcteur de facteur de puissance avec les inductances placées au côté alternatif. Le travail effectué présente les séquences et les équations différentielles de fonctionnement, le calcul des composants et la simulation de la topologie considérée. L'apport personnel dans ce chapitre se situe au niveau de deux points:

- Le calcul des composants est effectué de façon à minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs de puissance;
- La présentation des résultats de simulation met en évidence la contribution de chaque partie (interrupteur commandable; filtre d'entrée; filtre de sortie) dans la performance globale du circuit étudié. L'attention est attirée sur l'influence du filtre de sortie sur les harmoniques du courant de ligne et le taux de distorsion harmonique. Par ailleurs, il est constaté une réduction de l'harmonique 5 prépondérante et du taux de distorsion harmonique par l'utilisation d'un filtre de sortie en Π au lieu d'un seul condensateur généralement utilisé.

Le troisième chapitre étudie une deuxième topologie à un seul interrupteur commandable de correcteur de facteur de puissance dans laquelle l'inductance est plutôt utilisée du côté continu. Le travail effectué concerne également les séquences et les

équations différentielles de fonctionnement, le calcul des composants et la simulation de la topologie considérée. L'apport personnel dans ce chapitre se situe au niveau de cinq points:

- la proposition d'un modèle monophasé équivalent pour faciliter le calcul des composants de la topologie triphasée;
- l'élaboration d'une approche analytique complète de calcul des composants avec le modèle équivalent monophasé;
- le calcul des composants est effectué de façon à minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs de puissance;
- la présentation des résultats de simulation met en évidence la contribution de chaque partie (interrupteur commandable; filtre d'entrée; filtre de sortie) dans la performance globale du circuit étudié. L'attention est aussi attirée sur l'influence du filtre de sortie sur les harmoniques du courant de ligne. Comme pour la topologie du chapitre 2, l'utilisation d'un filtre de sortie en Π au lieu d'un seul condensateur généralement utilisé, permet de réduire l'harmonique 5 prépondérante et le taux de distorsion harmonique.
- la comparaison des deux topologies étudiées sur des aspects tels que coefficients de distorsion harmonique, taux de distorsion harmonique, facteur de puissance, contrainte totale sur les semi-conducteurs de puissance et facteur d'utilisation des semi-conducteurs de puissance.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier toutes les personnes qui, de près ou de loin, par leur soutien moral, matériel ou financier, ont contribué à la finition de ce mémoire de maîtrise. Je voudrais citer en particulier:

- le professeur Ahmed CHÉRITI, qui a bien voulu diriger mon travail;
- les responsables du Programme Canadien de Bourse de la Francophonie qui a financé toute ma formation de maîtrise; en particulier M^{me} Yveline Côté.
- M. René Marcel SOGAN et M. Osseni AMOUSSA sans qui je n'aurais pas pu postuler au programme de bourse;
- M. Bernard LOKOSSOU pour tout le soutien matériel qu'il m'a apporté;
- tous ces professeurs qui m'ont transmis leurs savoirs en vue de faire de moi un maître;
- mon épouse Flore GBÉNOU qui m'a aidé à mettre au point ce mémoire.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	I
REMERCIEMENTS	III
LISTE DES TABLEAUX.....	X
LISTE DES FIGURES	XI
LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS.....	XVI
 1. CHAPITRE 1: INTRODUCTION.....	 1
1.1 POURQUOI LA CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE PRÉOCCUPE-T-ELLE LE MONDE DE LA RECHERCHE ?.....	1
1.2 CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE SANS COMMUTATION DOUCE	5
1.2.1 CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE POUR UNE INSTALLATION DE REDRESSEUR DÉJÀ EXISTANTE	7
1.2.1.1 FILTRES PASSIFS SEULS	10
1.2.1.2 FILTRES ACTIFS SEULS.....	10
1.2.1.3 COMBINAISON DE FILTRES PASSIF ET ACTIF	11
1.2.2 NOUVELLES TOPOLOGIES DE REDRESSEURS TRIPHASÉS VISANT À AMÉLIORER LE FACTEUR DE PUISSANCE	12
1.2.2.1 INJECTION DE TROISIÈME HARMONIQUE POUR AMÉLIORER LA QUALITÉ DU COURANT DE LIGNE.....	13
1.2.2.2 CORRECTEURS ACTIFS DE FACTEUR DE PUISSANCE	16
1.2.2.2.1 CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE À TROIS INTRRUPTEURS COMMANDABLES	16
1.2.2.2.2 CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE À SIX INTERRUPTEURS COMMANDABLES.....	17

1.2.2.2.3 CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE	20
1.3 QU'EST-CE- QUE LA COMMUTATION DOUCE ?	22
1.4 DIFFÉRENTES TOPOLOGIES DE HACHEURS À COMMUTATION DOUCE ..	24
1.4.1 CONVERTISSEURS QUASI-RÉSONANTS	25
1.4.1.1 INTERRUPTEURS RÉSONANTS	25
1.4.1.2 CONVERTISSEURS QUASI-RÉSONANTS À COMMUTATION À COURANT NUL	29
1.4.1.3 CONVERTISSEURS QUASI-RÉSONANTS À COMMUTATION À TENSION NULLE	30
1.4.2 CONVERTISSEURS MULTI- RÉSONANTS	33
1.4.2.1 INTERRUPTEURS QUASI-RÉSONANTS	33
1.4.2.2 INTERRUPTEURS MULTI-RÉSONANTS	34
1.4.2.3 CONVERTISSEUR MULTI-RÉSONANT À COMMUTATION À COURANT NUL	35
1.4.2.4 CONVERTISSEUR MULTI-RÉSONANT À COMMUTATION À TENSION NULLE	36
1.4.2.5 AVANTAGES DES CONVERTISSEURS MULTI-RÉSONANTS PAR RAPPORT AUX CONVERTISSEURS QUASI-RÉSONANTS	36
1.4.2.6 LIMITES DES CONVERTISSEURS MULTI-RÉSONANTS	37
1.4.3 CONVERTISSEURS À ONDES QUASI-CARRÉES	38
1.4.4 CONVERTISSEURS RÉSONANTS À MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION À TRANSITION À COURANT NUL	38
1.4.5 CONVERTISSEUR RÉSONANT À MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION À TRANSITION À TENSION NULLE	40
1.5 POURQUOI LA COMMUTATION DOUCE EST- ELLE INTRODUITE DANS LES CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE ?	40

1.6 TOPOLOGIES DE CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE	41
1.6.1 CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE À SEPT INTERRUPTEURS COMMANDABLES	42
1.6.2 CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE À SIX INTERRUPTEURS COMMANDABLES	44
1.6.3 CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE À DEUX INTERRUPTEURS COMMANDABLES	44
1.6.4 CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE.....	45
1.7 CONCLUSION PARTIELLE.....	48
2. CHAPITRE 2: ÉTUDE ET SIMULATION D'UNE TOPOLOGIE TRIPHASÉE DE CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE ET AVEC INDUCTANCES DU CÔTÉ ALTERNATIF	50
2.1 FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT.	50
2.2 MÉTHODOLOGIE DE CALCUL DES COMPOSANTS.....	55
2.2.1 RÉSISTANCE DE LA CHARGE.....	58
2.2.2 INDUCTANCE (L_b)- RAPPORT CYCLIQUE (d)- TENSION CRÊTE DE PHASE (\hat{V}_{an})	58
2.2.2.1 EXPRESSION DE LA PUISSANCE DE SORTIE	59
2.2.2.2 INDUCTANCE L_b	63
2.2.2.3 MINIMISATION DE LA CONTRAINTE TOTALE SUR LES SEMI- CONDUCTEURS DE PUISSANCE (CTSC).....	63
2.2.3 FILTRE D'ENTRÉE (C_i , L_i).....	65
2.2.4 FILTRE DE SORTIE	68
2.2.5 INTERRUPTEUR Q : $V_{Q,max}$; $I_{Q,max}$; $I_{Q,eff}$	69

2.2.5.1 TENSION MAXIMALE AUX BORNES DE L'INTERRUPTEUR Q	69
2.2.5.2 COURANT MAXIMAL TRAVERSANT L'INTERRUPTEUR Q	69
2.2.5.3 COURANT EFFICACE À TRAVERS L'INTERRUPTEUR Q	69
2.2.6 DIODE Db: $V_{Db,max}$; $I_{Db,max}$; $I_{Db,moy}$	70
2.2.6.1 TENSION INVERSE MAXIMALE AUX BORNES DE LA DIODE Db	70
2.2.6.2 COURANT MAXIMAL À TRAVERS LA DIODE Db	71
2.2.6.3 COURANT MOYEN À TRAVERS LA DIODE Db	71
2.2.6.4 DIODES DU PONT REDRESSEUR: $V_{Di,max}$; $I_{Di,max}$; $I_{Di,moy}$	71
2.3 RÉSULTATS DE SIMULATION	71
2.3.1 ÉTUDE DE CAS24	73
2.3.2 ÉTUDE DE CAS25	75
2.3.3 COMPARAISON DES DIFFÉRENTS CAS	76
2.4 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION	78
2.5 CONCLUSION PARTIELLE	79
3. CHAPITRE 3: ÉTUDE ET SIMULATION D'UNE TOPOLOGIE TRIPHASÉE DE CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE ET AVEC INDUCTANCE DU CÔTÉ CONTINU	80
3.1 FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT	81
3.2 MÉTHODOLOGIE DE CALCUL DES COMPOSANTS	87
3.2.1 TRANSFORMATION dq APPLIQUÉE À LA TENSION D'ENTRÉE TRIPHASÉE	87
3.2.2 CIRCUIT MONOPHASÉ ÉQUIVALENT	89
3.2.3 FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT MONOPHASÉ ÉQUIVALENT	90
3.2.4 CALCUL DES COMPOSANTS À PARTIR DU MODÈLE MONOPHASÉ ÉQUIVALENT	93

3.2.4.1 DÉFINITION DES GRANDEURS DE BASE	94
3.2.4.2 ÉGALITÉS FONDAMENTALES: RÉOLUTION DES ÉQUATIONS DIFFÉRENTIELLES DE FONCTIONNEMENT	94
3.2.4.3 PÉRIODE DE COMMUTATION- RAPPORT CYCLIQUE- PUISSANCE DISPONIBLE POUR LA SORTIE	99
3.2.4.4 CONTRAINTE TOTALE SUR LES SEMI-CONDUCTEURS - TENSION INITIALE MINIMALE AUX BORNES DU CONDENSATEUR D'ENTRÉE....	100
3.2.4.5 CONTRAINTES DE FONCTIONNEMENT	101
3.2.4.5.1 CONTRAINTE DE FONCTIONNEMENT EN ÉLEVATEUR.....	101
3.2.4.5.2 CONTRAINTE DE FONCTIONNEMENT EN MODE COURANT DISCONTINU.....	101
3.2.4.5.3 CONTRAINTE DE FONCTIONNEMENT LIÉE À LA PUISSANCE DISPONIBLE POUR LA CHARGE.....	102
3.2.4.5.4 CONTRAINTE DE FONCTIONNEMENT LIÉE À LA COMMANDE DE L'INTERRUPTEUR COMMANDABLE Q	102
3.2.4.6 FILTRE D'ENTRÉE.....	103
3.2.4.7 TENSION MAXIMALE DE BLOCAGE AUX BORNES DES SEMI- CONDUCTEURS DE PUISSANCE.....	104
3.2.4.8 COURANTS MAXIMAL, MOYEN ET EFFICACE À TRAVERS L'INTERRUPTEUR COMMANDABLE Q.....	105
3.2.4.9 COURANTS MAXIMAL ET MOYEN À TRAVERS LA DIODE D_b ET LES DIODES DU PONT REDRESSEUR.....	106
3.2.5 PROCÉDURE DE CALCUL - APPLICATION NUMÉRIQUE	106
3.2.5.1 PROCEDURE DE CALCUL	109
3.2.5.2 APPLICATION NUMÉRIQUE	110
3.2.5.3 AUTRES GRAPHIQUES	111
3.3 RÉSULTATS DE SIMULATION	113
3.3.1 ÉTUDE DE CAS 34.....	114

3.3.2 ÉTUDE DE CAS 35.....	115
3.3.3 COMPARAISON DES DIFFÉRENTS CAS	117
3.4 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION.....	118
3.5 COMPARAISON DES DEUX TOPOLOGIES DE CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE ÉTUDIÉES ...	119
3.6 CONCLUSION PARTIELLE.....	121
4. CONCLUSION	122
5. RÉFÉRENCES.....	124
6. ANNEXES	128

LISTE DES TABLEAUX

Tableau

1.1	Limites des coefficients de distorsion harmoniques et du taux de distorsion harmonique à un point de couplage commun fixées par la norme IEEE Std 519.....	6
1.2	Comparaison des commutations à courant nul et à tension nulle dans les convertisseurs quasi-résonants.	32
2.1	Limites des coefficients de distorsion harmoniques et du taux de distorsion harmonique selon la norme IEEE Std 519.	77
2.2	Coefficients de distorsion harmoniques, taux de distorsion harmonique et facteur de puissance pour les différents cas simulés.....	77
3.1	Limites des coefficients de distorsion harmonique et du taux de distorsion harmonique selon la norme IEEE Std 519.	117
3.2	Coefficients de distorsion harmonique, taux de distorsion harmonique et facteur de puissance pour les différents cas simulés	117
3.3	Comparaison des coefficients de distorsion harmonique, des taux de distorsion harmonique et des facteurs de puissance	120
3.4	Comparaison des contraintes totales sur les semi-conducteurs de puissance et des facteurs d'utilisation des semi- conducteurs de puissance	120

LISTE DES FIGURES

Figure

1.1	Techniques de correction de facteur de puissance.	8
1.2a	Variantes d'utilisation de filtres actifs et/ ou passifs pour réduire les harmoniques .	9
1.2b	Combinaison de filtres actif et passif: filtres actif et passif en série.	9
1.3	Topologie d'injection de 3 ^{ème} harmonique de M. Rastogie et al	14
1.4	Topologie d'injection de 3 ^{ème} harmonique de S. Kim et al [8]	14
1.5	Interface magnétique proposée par R. Naik et al pour remplacer le transformateur Y/ D.....	15
1.6	Correcteur de facteur de puissance monophasé utilisé dans les Correcteurs de facteur de puissance triphasés à trois (3) interrupteurs commandables.....	17
1.7	Redresseur élévateur triphasé à six (6) interrupteurs commandables	18
1.8	Redresseur abaisseur triphasé à six (6) interrupteurs commandables	19
1.9a	Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable avec inductances du côté alternatif.....	21
1.9b	Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable avec inductance du côté continu.	21
1.10a	Commutation classique dans les interrupteurs commandables : évolutions qualitatives de la tension et du courant dans le temps	23
1.10b	Commutation douce idéale dans les interrupteurs commandables : évolutions qualitatives de la tension et du courant dans le temps	23

1.11	Caractéristiques dynamiques d'un interrupteur commandable en commutation. ...	24
1.12	Interrupteurs résonants pour commutation à courant nul.....	26
1.13	Interrupteurs résonants pour commutation à tension nulle.....	28
1.14	Interrupteurs quasi-résonants.....	34
1.15	Interrupteurs multi-résonants	35
1.16a	Correcteur triphasé de facteur de puissance à transition à tension nulle à sept interrupteurs commandables à lien continu résonant	43
1.16b	Correcteur triphasé de facteur de puissance à transition à tension nulle à sept interrupteurs commandables (meilleur que celui de la figure 1.16a)	43
1.17a	Correcteur de facteur de puissance triphasé à transition à courant nul (TCN) à deux interrupteurs commandables	46
1.17b	Correcteur de facteur de puissance triphasé à blocage à tension nulle à deux interrupteurs commandables	46
1.18a	Correcteur de facteur de puissance élévateur multi-résonant à commutation à courant nul.....	47
1.18b	Correcteur de facteur de puissance abaisseur multi-résonant à commutation à courant nul.....	47
2.1	Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable avec inductances du côté alternatif.....	51
2.2	Filtre de sortie en Π	51

2.3	Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable avec inductances du côté alternatif : schéma sans filtre d'entrée pour étude de fonctionnement	52
2.4	Séquences de fonctionnement pour la topologie avec inductances du côté alternatif	54
2.5a	Évolution du courant à travers L_b pour chaque phase sur une période de commutation.	60
2.5b	Évolution du courant à travers la diode D_b sur une période de commutation.	60
2.6	Évolution de la puissance normalisée de sortie P_{or} en fonction de dm et M^1	62
2.7	Facteur de contrainte F_{ctsc} en fonction de dm et M^1	64
2.8a	Variables considérées pour le calcul du filtre d'entrée	66
2.8b	Représentation des variables dans le plan complexe pour le calcul du filtre d'entrée	66
2.9	Évolution du courant à travers l'interrupteur Q sur une période de commutation	69
2.10	Courant de ligne et tension de phase superposés (cas24).	73
2.11	Spectre du courant de ligne (cas 24).	74
2.12	Courant dans l'inductance L_b (cas24).	74
2.13	Courant de ligne et tension de phase superposés (cas25).	75
2.14	Spectre du courant de ligne (cas 25).	75
2.15	Courant dans l'inductance L_b (cas25).	76

3.1	Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable avec inductance du côté continu.	82
3.2	Filtre de sortie en Π	82
3.3	Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable et avec inductance du côté continu [15]: figure 2.1b simplifiée.	82
3.4	Séquences de fonctionnement pour la topologie avec inductance du côté continu.	85
3.5	Circuit monophasé équivalent de la topologie avec inductance du côté continu	89
3.6	Circuit monophasé équivalent de la topologie avec inductance du côté continu: Figure 2.11 simplifié selon l'hypothèse H33.	89
3.7	Séquences de fonctionnement du circuit monophasé équivalent.	92
3.8	Évolution de la tension aux bornes du condensateur C_i	95
3.9	Évolution du courant à travers l'inductance L_b	95
3.10	Évolution du courant à travers la diode D_b	95
3.11	Évolution du courant dans l'inductance L_b et de la tension aux bornes du condensateur C_i dans le plan de phase (v_{ci} , $i_{Lb} * Z_B$).	96
3.12	Région de choix de $I_{i,r}$ et $V_{ci0,r}$	107
3.13	Évolution de la contrainte totale en fonction de $V_{ci0,r}$ et $I_{i,r}$	107
3.14	Évolution de la période de commutation normalisée en fonction de $V_{ci0,r}$ et $I_{i,r}$	111

3.15	Évolution du rapport cyclique en fonction de $V_{ci0,r}$ et $I_{i,r}$	112
3.16	Évolution de la puissance normalisée de sortie en fonction de $V_{ci0,r}$ et $I_{i,r}$	112
3.17	Courant de ligne et tension de phase superposés (cas34).	114
3.18	Spectre du courant de ligne (cas 34).	114
3.19	Courant dans l'inductance L_b (cas34).	115
3.20	Courant de ligne et tension de phase superposés (cas35).	115
3.21	Spectre du courant de ligne (cas 35).	116
3.22	Courant dans l'inductance L_b (cas35).	116

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS

ca	courant alternatif
cc	courant continu
CC-MLI	convertisseur classique à modulation de largeur d'impulsion
CCN	commutation à courant nul
CFP	correcteur de facteur de puissance
CHD	coefficient de distorsion harmonique
Ci	condensateur d'entrée
Co	condensateur du filtre de sortie
Co-Lo-Co	filtre en Π
CMR	convertisseur multi-résonant
CQC	convertisseur à ondes quasi-carrées
CQR	convertisseur quasi-résonant
CQR-CCN	convertisseur quasi résonant à commutation à courant nul
CQR-CTN	convertisseur quasi résonant à commutation à tension nulle
Cr	condensateur de résonance
CR-CTN	convertisseur résonant à commutation à tension nulle
CR-MLI-TCN	convertisseur résonant à modulation de largeur d'impulsion à transition à courant nul
d	rapport cyclique

D_b	diode de retour
$\Delta t_{m2,1}$	différence de temps t_{m2} moins t_{m1}
dm	rapport maximal de fonctionnement critique, à la limite des modes de fonctionnement discontinu et continu .
e	tension sinusoïdale de phase
E	tension efficace de phase
f	fréquence du réseau
f_c	fréquence de commutation
FD_p	facteur de déplacement
FD_i	facteur de distorsion
FP	facteur de puissance
F_{CTSC}	facteur de contrainte totale sur les semi-conducteurs
F_{USC}	facteur d'utilisation des semi-conducteurs
GTO	gate turn off
IA	interrupteur actif
I_B	courant de base
i_{D_b}	courant instantané à travers la diode D_b
$I_{D_b,Tc}$	courant moyen à travers la diode D_b sur une période de commutation
$I_{D_b,moy}$	courant moyen à travers la diode D_b sur une période fondamentale
$I_{D_b,moy,r}$	courant moyen relatif à travers D_b sur une période fondamentale
$I_{D_i,moy}$	courant moyen à travers la diode numéro i du pont redresseur

IEC	International Electrotechnic Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	insulate gate bipolar transistor
I_i	courant d'entrée du modèle monophasé
i_l, i_{Lb}	courant instantané à travers l'inductance
I_n	courant de base
IP	interrupteur passif
$I_{Q\text{-crête},n}$	courant crête à travers l'interrupteur commandable n
$I_{Q,\text{eff}}$	courant efficace à travers l'interrupteur actif Q
IQR-CCN	interrupteur quasi résonant à commutation à courant nul
IQR-CTN	interrupteur quasi résonant à commutation à tension nulle
IR-CCN	interrupteur résonant à commutation à courant nul
IR-CTN	interrupteur résonant à commutation à tension nulle
IR-DO-L-CCN	interrupteur résonant à demi-onde de type L pour la commutation à courant nul
IR-DO-L-CTN	interrupteur résonant à demi-onde de type L pour la commutation à tension nulle
IR-DO-M-CCN	interrupteur résonant à demi-onde onde de type M pour la commutation à courant nul
IR-DO-M-CTN	interrupteur résonant à demi-onde onde de type M pour la commutation à tension nulle

IR-PO	interrupteur résonant pleine onde
IR-PO-L-CCN	interrupteur résonant à pleine onde de type L pour la commutation à courant nul
IR-PO-L-CTN	interrupteur résonant à pleine onde de type L pour la commutation à tension nulle
IR-PO-M-CCN	interrupteur résonant à pleine onde de type M pour la commutation à courant nul
IR-PO-M-CTN	interrupteur résonant à pleine onde de type M pour la commutation à tension nulle
is	courant tiré par une charge non linéaire alimentée par une tension sinusoïdale
Is	courant efficace incluant le courant fondamental et les harmoniques
Is1	courant efficace fondamental
isa, isb, isc	courant de ligne
isa _{tm1}	courant de ligne au temps tm1
Isn	courant efficace de l'harmonique de rang n
Lb	inductance
Li	inductance du filtre d'entrée
Lo	inductance du filtre de sortie
Lr	inductance de résonance
M	rapport entre la tension de sortie et la tension crête de ligne

MLI	modulation de largeur d'impulsion
MLI-TCN	modulation de largeur d'impulsion à transition à courant nul
MLI-TTN	modulation de largeur d'impulsion à transition à tension nulle
MOSFET	metal-oxyde semi-conductor field effect transistor
n	rang de l'harmonique
P	puissance active
P_B	puissance de base
PCC	point de couplage commun
φ	position angulaire d'une période de commutation à l'intérieur d'une période fondamentale
ϕ_1	déplacement angulaire entre la tension de phase et le courant fondamental de ligne
P_n	puissance nominale
P_o	puissance de sortie ou de charge
$P_{o,r}$	puissance relative de sortie
ψ_{sn}	déphasage de l'harmonique de rang n par rapport à la fondamentale
Ψ_{s1}	déphasage entre le courant fondamental et la tension sinusoïdale
Q	puissance réactive; interrupteur actif
r	indice indiquant les grandeurs relatives
RCC	rapport de court-circuit
R-CCN	résonant à commutation à courant nul

R-CTN	résonant à commutation à tension nulle
R_o	résistance de charge
S	puissance apparente; interrupteur commandable
t	temps
T	période du réseau
T_B	période de base
T_c	période de commutation de l'interrupteur commandable
TCN	transition à courant nul
THD	taux de distorsion harmonique
$t_m; t_u; t_v$	temps local à l'intérieur d'une période de commutation T_c
$t_{vci,max}$	temps correspondant à la tension maximale aux bornes de C_i
TTN	transition à tension nulle
$v_{an}; v_{bn}; v_{cn}$	tensions de phases instantanées
\hat{V}_{an}	tension crête de phase
V_B	tension de base
v_{cia}	tension aux bornes du condensateur d'entrée
V_{ci0}	tension initiale aux bornes du condensateur d'entrée C_i
V_i	tension d'entrée du modèle monophasé
$V_{Q-bloqué,n}$	tension aux bornes de l'interrupteur commandable n bloqué
ω	pulsation du réseau
ω_B	pulsation de base

ω_{co}	pulsation de coupure du filtre d'entrée
ω_{0co}	pulsation de coupure du filtre de sortie
Z_B	impédance de base
Z_{pcc}^+	impédance équivalente de Thévenin du réseau vu du point de couplage commun PCC

1. CHAPITRE 1: INTRODUCTION

Résumé : Ce chapitre répond aux sept (7) questions fondamentales suivantes:

- Q1** Pourquoi la correction de facteur de puissance préoccupe-t-elle le monde industriel, technologique et scientifique ?
- Q2** Quelles sont les premières topologies de correction de facteur de puissance utilisées ?
Quels sont les apports et les limitations de ces premières topologies ?
- Q3** Qu'est-ce que la commutation douce ?
- Q4** Quelles sont les différentes topologies de commutation douce existantes ?
- Q5** Pourquoi la commutation douce est-elle introduite dans les circuits de correction de facteur de puissance ?
- Q6** Quelles sont les différentes topologies de correcteurs de facteur de puissance à commutation douce existantes ? Quels sont les apports et les limitations de ces topologies ?
- Q7** Quel est le but poursuivi dans le cadre de ce travail ? Quelle approche sera utilisée pour atteindre ce but ?

1.1 POURQUOI LA CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE PRÉOCCUPE-T-ELLE LE MONDE DE LA RECHERCHE ?

Le courant i_s tiré par une charge non linéaire alimentée par une tension sinusoïdale

$$e = \sqrt{2} * E * \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

est un courant périodique, mais non sinusoïdal [1]. Si la composante continue de i_s est nulle, son expression générale donnée par la décomposition en série de Fourier sera [1]:

$$i_s = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \sin(n\omega t + \Psi_{sn}) \quad (1.2)$$

Le facteur de puissance d'un tel circuit est, par définition, le rapport de la puissance active P et de la puissance apparente S:

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.3)$$

et la puissance apparente est définie par:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.4)$$

où Q est la puissance réactive et D est la puissance de distorsion.

Lorsqu'une charge non - linéaire est alimentée par une source de tension sinusoïdale, les puissances P, Q, D et S s'expriment respectivement par:

$$P = E * I_{s1} * \cos(\Psi_{s1}) \quad (1.5)$$

$$Q = E * I_{s1} * \sin(\Psi_{s1}) \quad (1.6)$$

$$D = E * \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2} \quad (1.7)$$

$$S = E * I_s \quad (1.8)$$

où

I_{s1} est la valeur efficace du courant fondamental;

Ψ_{s1} est le déphasage entre ce courant et la tension d'alimentation sinusoïdale;

E est la valeur efficace de la tension sinusoïdale;

I_{sn} est la valeur efficace du courant harmonique de rang n ;

I_s est le courant efficace incluant le courant fondamental et les harmoniques. Son expression est donnée par:

$$I_s = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn}^2} \quad (1.9).$$

Par ailleurs le facteur de puissance FP se définit à partir des égalités (1.3), (1.5) et (1.8) comme étant le produit de deux facteurs FDp et FDi :

$$FP = FDp * FDi \quad (1.10)$$

$$FDp = \cos(\Psi_{s1}) \quad (1.11)$$

$$FDi = \frac{I_{s1}}{I_s} \quad (1.12)$$

où FDp est le facteur de déplacement qui exprime le déphasage entre le courant fondamental et la tension sinusoïdale; tandis que FDi est le facteur de distorsion.

Le facteur de puissance est dit en retard lorsque le courant fondamental est en retard sur la tension sinusoïdale ou lorsqu'il s'agit d'une charge consommatrice de puissance réactive ($\Psi_{s1} < 0$); alors que le facteur de puissance est dit en avance lorsque le courant est en avance sur la tension ou lorsqu'il s'agit d'une charge fournissant de la puissance réactive ($\Psi_{s1} > 0$).

Il existe par nature deux types de charges qui absorbent ou fournissent de puissance réactive :

- tous dispositifs nécessitant un champ magnétique alternatif tels que les bobines, les moteurs, les relais, les électroaimants, ...etc.

- les convertisseurs statiques, même s'ils ne nécessitent aucun champ magnétique. Cette situation se présente, par exemple, quand la circulation du courant est retardée par un interrupteur commandable (thyristor ou transistor) dont l'ouverture ou la fermeture est synchronisée sur le réseau. Ces convertisseurs statiques sont par ailleurs des charges non linéaires; donc générateurs de courants harmoniques .

Lorsque l'une de ces charges ($FP < 1$) est connectée au réseau électrique, la source fournit, en plus de la puissance active, la puissance réactive et la puissance de distorsion. Le transport de la puissance de distorsion occasionne un échauffement supplémentaire des conducteurs de ligne reliant la source à la charge. Les lignes de transport étant généralement des lignes très longues, les pertes joules dues à la puissance de distorsion peuvent être énormes et indésirables pour des raisons de fiabilités technique et économique du réseau. Les courants harmoniques responsables de la distorsion génèrent aussi des ondes électromagnétiques qui perturbent les systèmes de communication. Par ailleurs, la demande de puissance réactive excessive, surtout quand cette demande est brusque, est l'une des principales causes d'instabilité des réseaux d'énergie électrique [2]. Le transport des puissances réactive et de distorsion est coûteux aussi bien au consommateur qu'au producteur de l'énergie électrique. En effet, la production et le transport de l'énergie réactive et de distorsion augmentent, au niveau du producteur, les coûts de production et de transport de l'énergie électrique; et par conséquent le prix d'achat imposé au consommateur est plus élevé.

Afin d'éliminer au moins les coûts de transport, les consommateurs préfèrent une production locale de l'énergie réactive et une compensation locale des courants harmoniques: on parle alors de la correction de facteur de puissance. Ainsi, la correction du facteur de puissance ne modifie pas les puissances réactive et/ou de distorsion consommées par la charge; elle évite plutôt la circulation de ces puissances sur les lignes du réseau électrique.

Une des solutions idéales de la correction de facteur de puissance est la production locale exacte de toute la puissance réactive demandée par la charge et l'emprisonnement local de toutes les harmoniques générées par cette charge. Le facteur de puissance serait ainsi unitaire pour le système formé par le correcteur de facteur de puissance et la charge.

1.2 CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE SANS COMMUTATION DOUCE

Un correcteur de facteur de puissance est un convertisseur statique possédant les caractéristiques suivantes:

- facteur de puissance suffisamment élevé voire unitaire;
- taux de distorsion harmonique et coefficients harmoniques respectant les normes;
- réduction d'interférence électromagnétique;
- pertes énergétiques minimales.

L'importance des dommages causés par les harmoniques sur un réseau électrique a conduit à la définition des normes internationales, IEEE Std 519 et IEC 555-2. Ces normes limitent, non seulement le taux de distorsion harmonique du courant de ligne mais également

les coefficients de distorsion harmonique pour tous les courants harmoniques, au point de connexion du convertisseur. Leur but principal est de préserver la qualité de l'énergie.

Selon la norme IEEE Std 519, le taux de distorsion harmonique (THD) et les coefficients de distorsion harmonique (CHD) sont imposés tels que définis par le **tableau 1.1** [3]. Les valeurs de CHD et THD figurant dans ce tableau sont définies au point de connexion du convertisseur statique communément appelé point de couplage commun (PCC) [3]. Le CHD admissible pour une harmonique donnée et le THD admissible pour l'installation dépendent du rapport de court-circuit (RCC) défini par l'égalité (1.13).

Tableau 1.1: Limites des coefficients de distorsion harmonique et du taux de distorsion harmonique à un point de couplage commun fixées par la norme IEEE Std 519 [3].

Coefficient de distorsion harmonique CHD en %					
RCC	Rang de l'harmonique				THD en
	<11	11-22	23-35	>35	%
<20	4.0	1.5	1.0	0.5	5
20-49.9	7.0	2.5	1.5	0.8	8
50-99.9	10.0	4.0	2.0	1.2	12
100-999	12.0	5.0	2.5	1.5	15
>1000	15.0	8.0	4.0	1.8	20

$$RCC = \frac{I_{sc}}{I_1} \quad (1-13)$$

$$I_{sc} = \frac{V_{PCC}}{|Z_{pcc}^+|} \quad (1-14)$$

où I_1 est le courant fondamental de ligne; I_{sc} est le courant de court-circuit au PCC et Z_{pcc}^+ est l'impédance équivalente de Thévenin du réseau vu du PCC.

Les topologies de correcteur de facteur de puissance, sans la commutation douce, abordent le problème de correction de facteur de puissance sous deux angles fondamentaux:

- 1- la correction de facteur de puissance pour les installations de convertisseurs statiques déjà existantes avant l'apparition des normes;
- 2- la conception de nouvelles topologies de convertisseurs qui polluent avec un taux de distorsion harmonique et des coefficients de distorsion harmonique acceptables par les normes.

En se basant sur les travaux publiés en 1994 par Ned Mohan, Rajendra Naik et Mukul Rastogi [4], les différentes approches de solutions sous ces deux angles peuvent être schématisées comme à la **figure 1.1**.

1.2.1 CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE POUR UNE INSTALLATION DE REDRESSEUR DÉJÀ EXISTANTE

L'approche générale consiste à utiliser des filtres pour réduire les harmoniques du courant de ligne [5]:

- 1- soit un filtre passif constitué d'inductances et de condensateurs accordés;
- 2- soit un filtre actif, pour injecter des courants harmoniques;

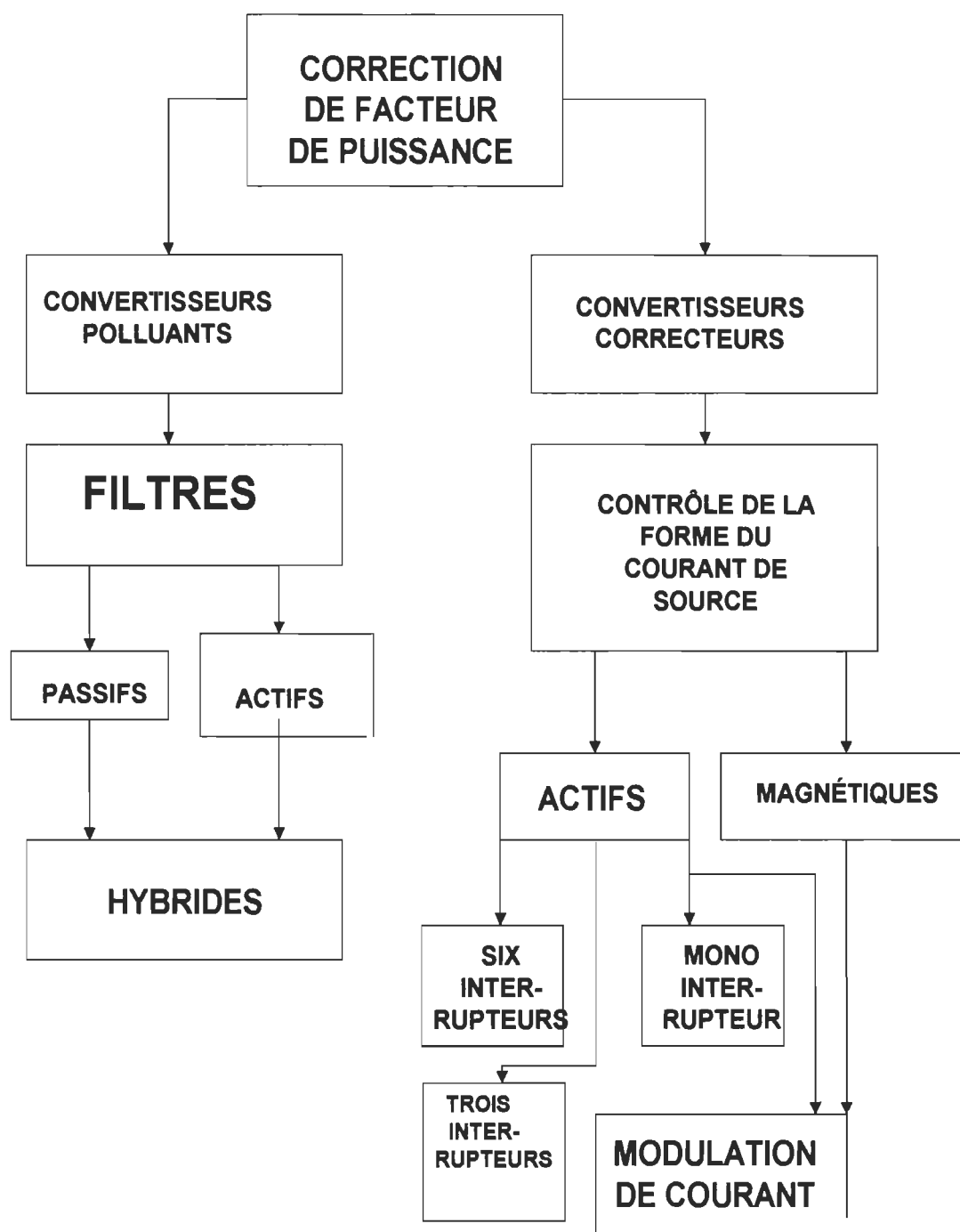


Figure 1.1 : Techniques de correction de facteur de puissance.

3- soit une combinaison de filtres actif et passif.

Hideaki Fujita et Hirofumi Akagi ont publié en 1991 [5] des résultats de travaux présentant une étude analytique et expérimentale de ces trois variantes d'utilisation de filtres (figures 1.2a et 1.2b). Ces résultats peuvent se résumer comme dans les paragraphes suivants.

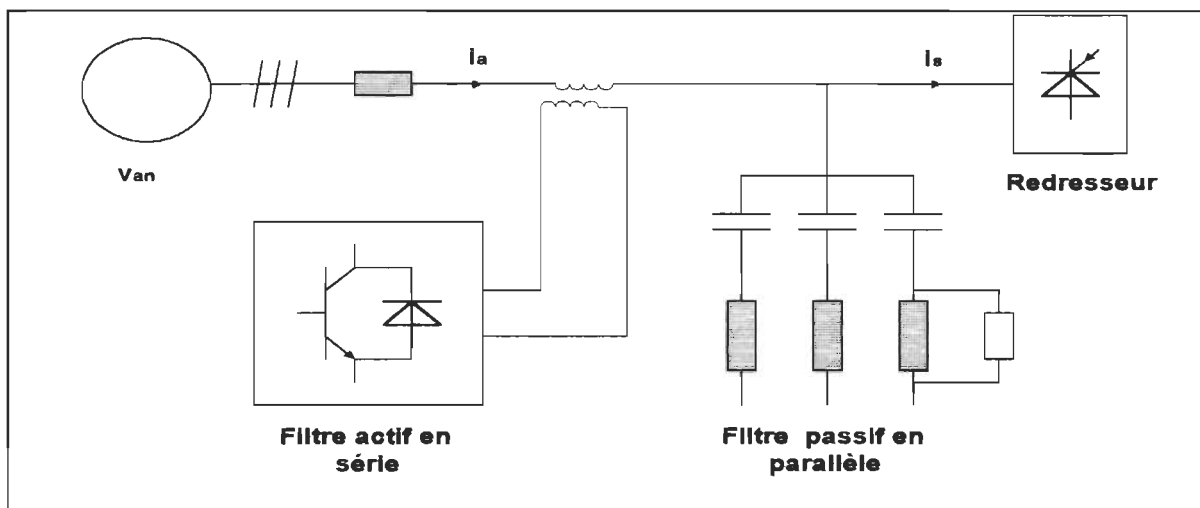


Figure 1.2a: Variantes d'utilisation de filtre actifs et/ ou passifs pour réduire les harmoniques [5].

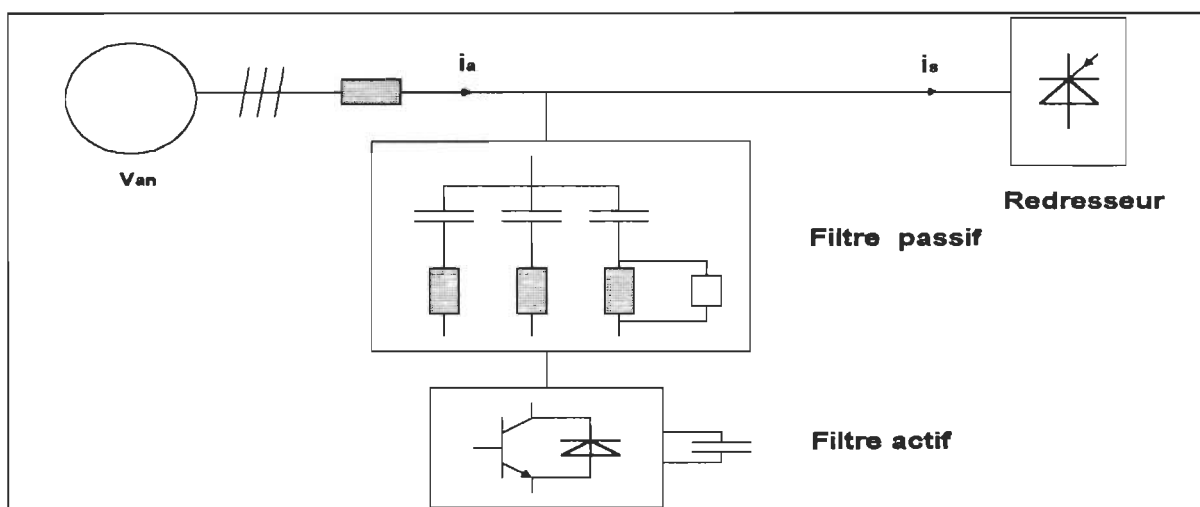


Figure 1.2b: Combinaison de filtres actif et passif: filtres actif et passif en série [5].

1.2.1.1 *FILTRES PASSIFS SEULS*

Avantages

- a-** Une haute efficacité,
- b-** Un coût d'installation réduit.
- c-** Une construction même à très hautes puissances.

Désavantages

- a-** L'impédance de source (réseau) affecte les caractéristiques de filtrage;
- b-** Il peut se produire une résonance parallèle entre la source et le filtre passif. Il en résulte une amplification des courants harmoniques du côté source à des fréquences spécifiques; plus précisément aux fréquences qui annulent le module de la somme des impédances de source et du filtre passif.
- c-** On peut également observer une résonance série entre la source et le filtre passif; ceci cause une distorsion de la tension et engendre beaucoup de courants harmoniques qui circulent dans le filtre passif.

1.2.1.2 *FILTRES ACTIFS SEULS*

Avec le développement des semi-conducteurs de puissance et l'apparition des interrupteurs rapides tels que les thyristors GTO et les transistors IGBT, les solutions aux désavantages des filtres passifs consistent à utiliser des filtres actifs de puissance. Cependant ces filtres ont également des limites.

Avantages

Tous les problèmes causés par l'utilisation des filtres passifs seuls sont éliminés.

Désavantages

- a-** Les coûts d'installation et d'entretien sont très élevés;
- b-** Il est difficile de construire un filtre actif de courant à une grande puissance avec une réponse rapide de courant.

1.2.1.3 COMBINAISON DE FILTRES PASSIF ET ACTIF

Une telle combinaison permet de bénéficier des avantages offerts par les deux types de filtres et d'éliminer complètement leurs désavantages.

Il existe deux façons d'utiliser simultanément les filtres passif et actif pour réduire les courants harmoniques sur un réseau [5]:

- Le filtre passif est mis en parallèle avec la charge alors que le filtre actif est mis en série avec la source (**figure 1.2a**). Ainsi le filtre passif compense les courants harmoniques produits par la charge et le filtre actif joue un rôle 'd'isolateur d'harmoniques' entre la source et la charge.
- le filtre actif et le filtre passif sont mis en série, le filtre passif étant placé entre le réseau et le filtre actif (**figure 1.2b**).

Une étude comparative de ces deux combinaisons effectuée par Fujita et Akagi [5] expose les différences fondamentales suivantes:

- * dans le cas de la première combinaison, seul un courant fondamental (avec une proportion négligeable de courants harmoniques) traverse le filtre actif alors que pour la deuxième combinaison ils y circulent aussi des courants harmoniques en grande proportion;
- * quand le filtre passif est calculé pour compenser la puissance réactive, la puissance du

filtre actif requis pour la première combinaison est petite, par rapport à la puissance apparente de la charge, seulement lorsque le facteur de puissance de la charge est faible; tandis que pour la deuxième combinaison, la puissance est petite lorsque ce facteur de puissance est élevé;

* l'isolation et la protection du filtre actif est complexe dans le premier cas et relativement simple pour la deuxième combinaison.

L'idée de mise en série d'un filtre actif et d'un filtre passif était déjà présente dans les travaux publiés en 1983 par V. Rajagopalan et Al. [6] sur la compensation monophasée des courants harmoniques. Cependant, le filtre passif n'était pas perçu comme une interface permettant d'utiliser le filtre actif à faible puissance pour combiner les avantages des deux types de filtres [5]. Ce filtre servait seulement à minimiser l'influence du filtre actif sur la tension du réseau électrique.

1.2.2 NOUVELLES TOPOLOGIES DE REDRESSEURS TRIPHASÉS VISANT À AMÉLIORER LE FACTEUR DE PUISSANCE

La réduction des courants harmoniques dans les nouvelles topologies de correcteur de facteur de puissance est effectuée par le contrôle de la forme d'onde du courant de ligne. À cet effet deux approches sont utilisées:

- la première concerne l'injection des harmoniques (la troisième harmonique surtout) sur le réseau [7-8]. Il est démontré [7] que cette pratique améliore considérablement la forme d'onde du courant de ligne et la rend presque sinusoïdale. L'injection se fait soit à travers des interfaces électromagnétiques soit à travers des filtres passifs;

- la deuxième approche consiste à utiliser des interrupteurs commandables pour effectuer des commutations à hautes fréquences afin de repousser les harmoniques aux fréquences élevées et ainsi faciliter leur filtrage. Dans cette approche, il existe des topologies utilisant six interrupteurs commandables, trois interrupteurs commandables ou un seul interrupteur commandable.

1.2.2.1 INJECTION DE TROISIÈME HARMONIQUE POUR AMÉLIORER LA QUALITÉ DU COURANT DE LIGNE

Le concept de réduction d'harmoniques du courant de ligne par injection de troisième harmonique a été développé dans les travaux publiés en 1992 par M. Rastogi et al [7]. La topologie présentée dans ces travaux (**figure 1.3**) permet d'améliorer effectivement la forme d'onde du courant de ligne. Cependant, Il y a des faiblesses qui lui sont reconnues. Elle a besoin d'une source contrôlable de courant externe de troisième harmonique synchronisée sur le réseau. Par ailleurs, elle met en jeu beaucoup de composants additionnels: deux interrupteurs commandables de puissance; deux diodes en séries sur le chemin d'écoulement de la puissance; et un filtre d'entrée connecté en étoile et accordé sur la troisième harmonique. Ce filtre est utilisé comme interface d'injection de troisième harmonique; mais le courant fondamental qui le traverse est important, augmentant ainsi les risques de résonance. Par ailleurs les diodes additionnelles augmentent les pertes de conduction et de commutation.

La figure 1.4 montre une topologie relativement plus intéressante d'injection de troisième harmonique. Elle a été proposée en 1993 par S. Kim et al. [8]. Elle n'utilise aucun

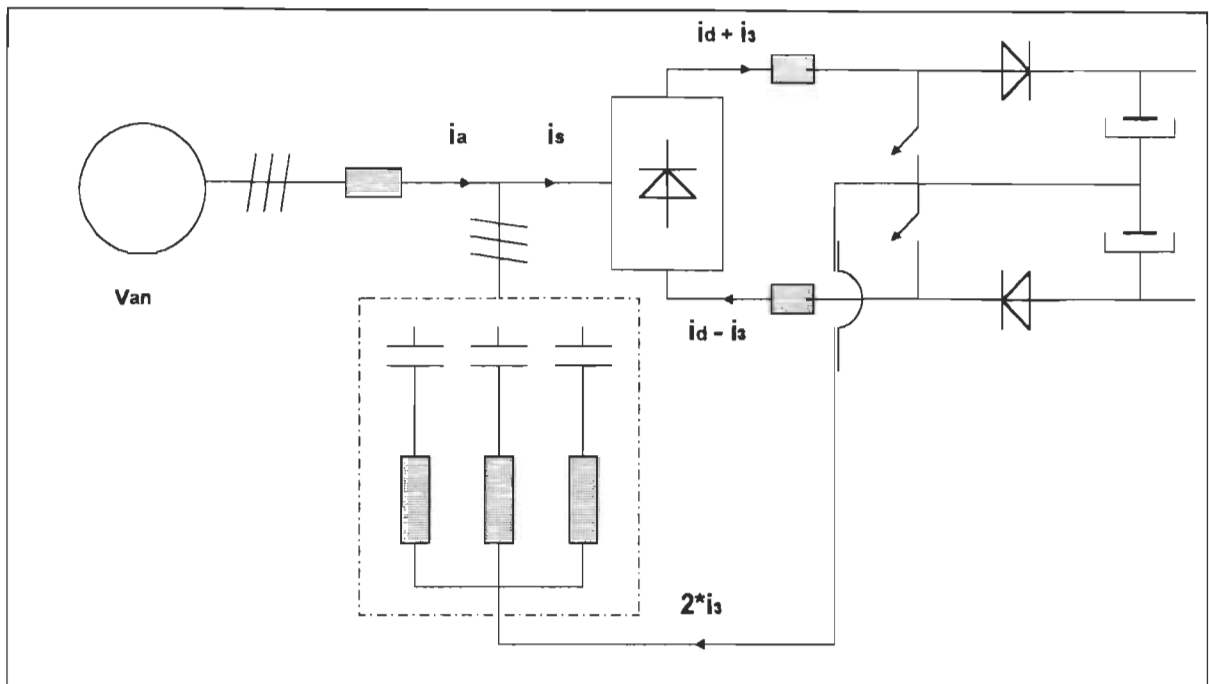


Figure 1.3: Topologie d'injection de 3^{ème} harmonique de M. Rastogi et al [7].

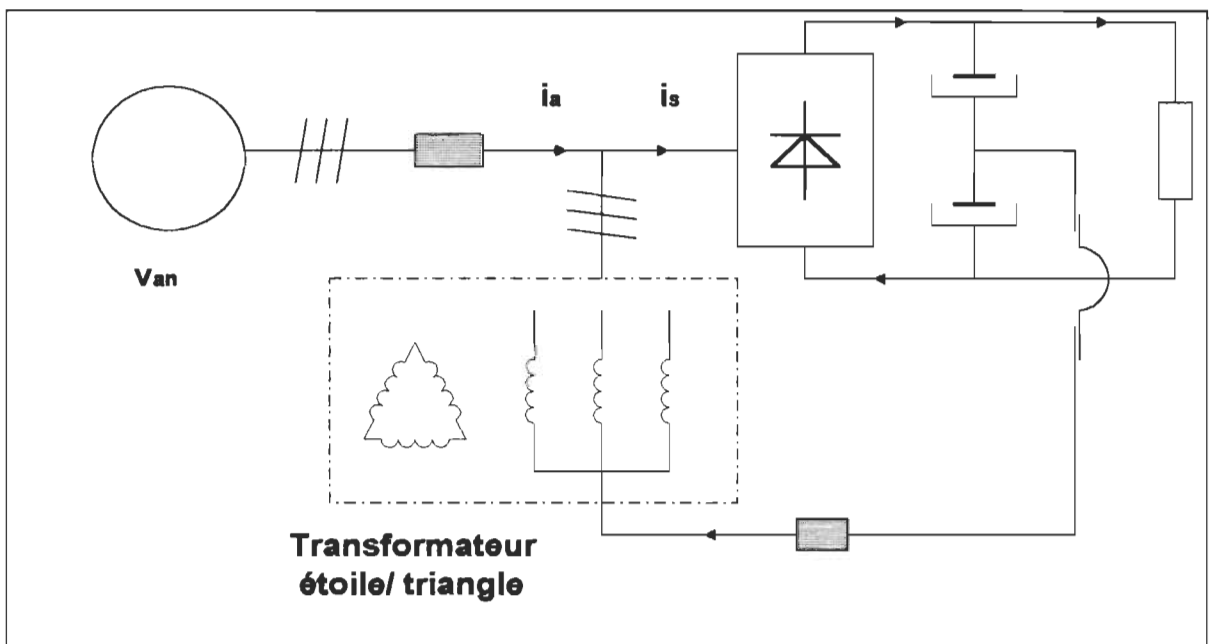


Figure 1.4: Topologie d'injection de 3^{ème} harmonique de S. Kim et al [8].

interrupteur commandable et n'a besoin d'aucune source de courant externe. Un transformateur étoile/ triangle (Y/ D) est connecté, entre le côté courant alternatif et le côté courant continu du redresseur triphasé en pont à diodes, de manière à y faire circuler naturellement l'harmonique trois (3). Le secondaire D du transformateur n'est pas chargé, constituant ainsi pratiquement un court-circuit pour la troisième harmonique et un circuit ouvert pour la fondamentale. En effet, l'harmonique trois ne voit que l'inductance de fuite du transformateur qui est très faible par rapport à l'inductance de magnétisation; tandis que le courant fondamental circulant à travers le transformateur correspond au courant fondamental à vide qui est également très faible.

Enfin, afin de réduire les coûts, R. Naik et al. ont proposé, toujours en 1993 [9], une nouvelle interface magnétique (**figure 1.5**) remplissant exactement les mêmes rôles que le transformateurs étoile/ triangle, mais qui ne requiert plus un secondaire, se révélant ainsi plus économique.

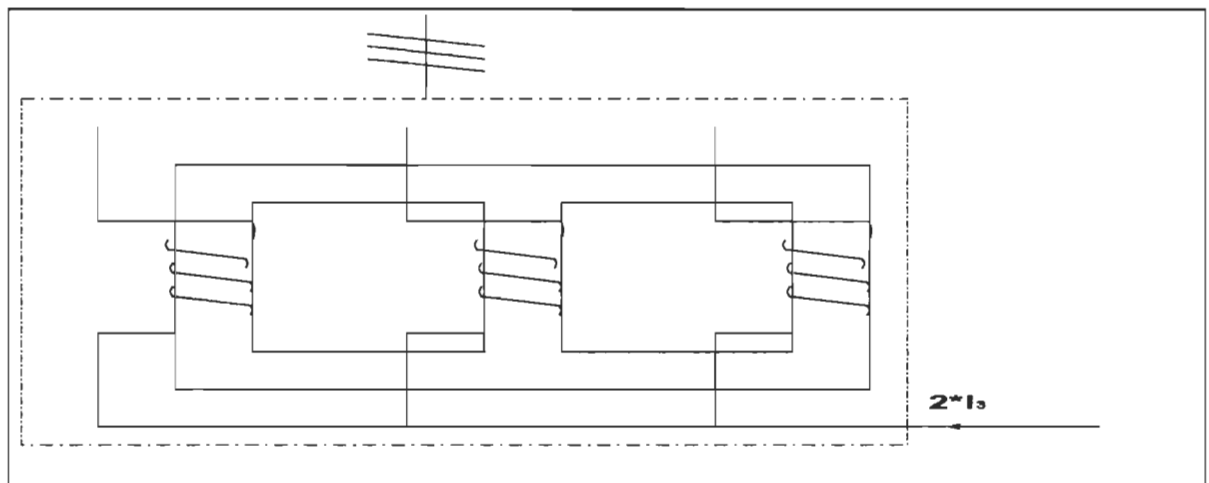


Figure 1.5: Interface magnétique proposée par R. Naik et al pour remplacer le transformateur Y/ D [9].

1.2.2.2 CORRECTEURS ACTIFS DE FACTEUR DE PUISSANCE

Le concept consiste à effectuer, grâce à des interrupteurs commandables, des commutations à haute fréquence afin de repousser les harmoniques du courant de ligne aux fréquences élevées. Ainsi, on facilite leur filtrage avec un filtre passif à l'entrée du correcteur de facteur de puissance. Il existe trois types essentiels de topologies utilisant cette méthode qualifiée de méthode active de correction de facteur de puissance:

- 1- topologies à trois interrupteurs commandables;
- 2- topologies à six interrupteurs commandables;
- 3- topologies à un seul interrupteur commandable.

1.2.2.2.1 CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE À TROIS INTRRUPTEURS COMMANDABLES

Il s'agit des correcteurs triphasés de facteur de puissance obtenus avec trois convertisseurs monophasés (**figure 1.6**) de correction de facteur de puissance. Il est utilisé sur chacune des trois phases du réseau, un redresseur monophasé en pont à diodes suivi d'un hacheur élévateur. Les avantages reconnus à ces correcteurs triphasés de facteur de puissance sont [10]:

- conception et implantation simples et bien maîtrisées;
- les trois convertisseurs peuvent travailler de façon indépendante.

Cependant, il y a des faiblesses non négligeables :

- beaucoup de composants sont mis en jeu;
- l'interférence entre les trois convertisseurs monophasés ne peut être complètement évitée;

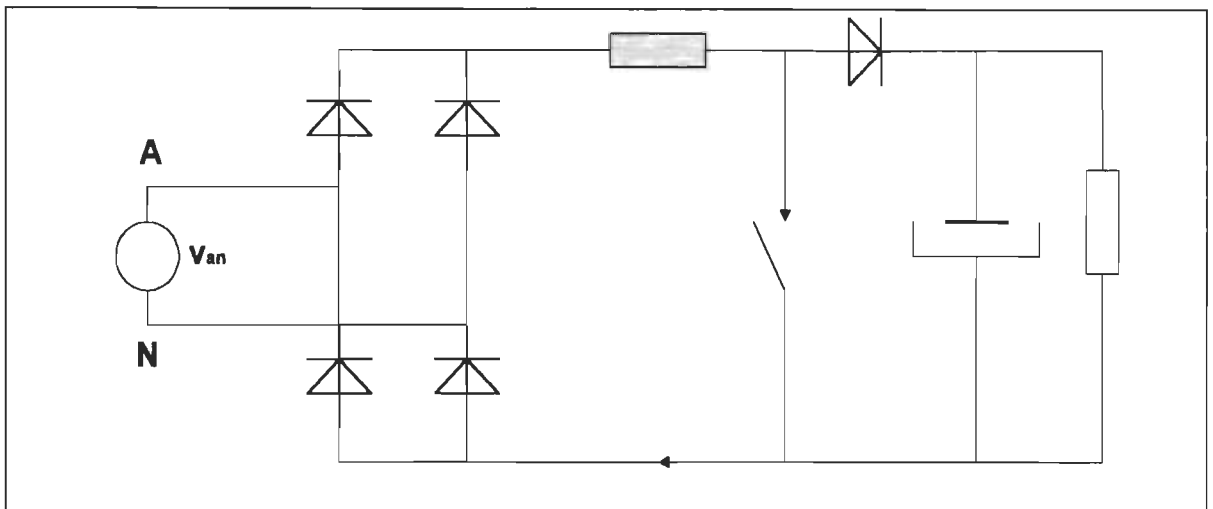


Figure 1.6: Correcteur de facteur de puissance monophasé utilisé dans les correcteurs de facteur de puissance triphasés à trois (3) interrupteurs commandables [10].

- la qualité du courant d'entrée est faible comparée à beaucoup d'autres topologies;
- les pertes de commutation sont présentes;
- l'efficacité du système est également très faible à telle enseigne que ces topologies ne peuvent être utilisées pour des applications de puissances élevées.

1.2.2.2.2 CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE À SIX INTERRUPTEURS COMMANDABLES

Ce sont des redresseurs triphasés en pont d'interrupteurs commandables éleveurs [10] ou abaisseurs [10, 11] fonctionnant en mode courant continu.

1.2.2.2.2.1 REDRESSEUR ÉLEVATEUR À SIX INTERRUPTEURS COMMANDABLES FONCTIONNANT EN MODE COURANT CONTINU

La **figure 1.7** montre un redresseur triphasé à six interrupteurs commandables.

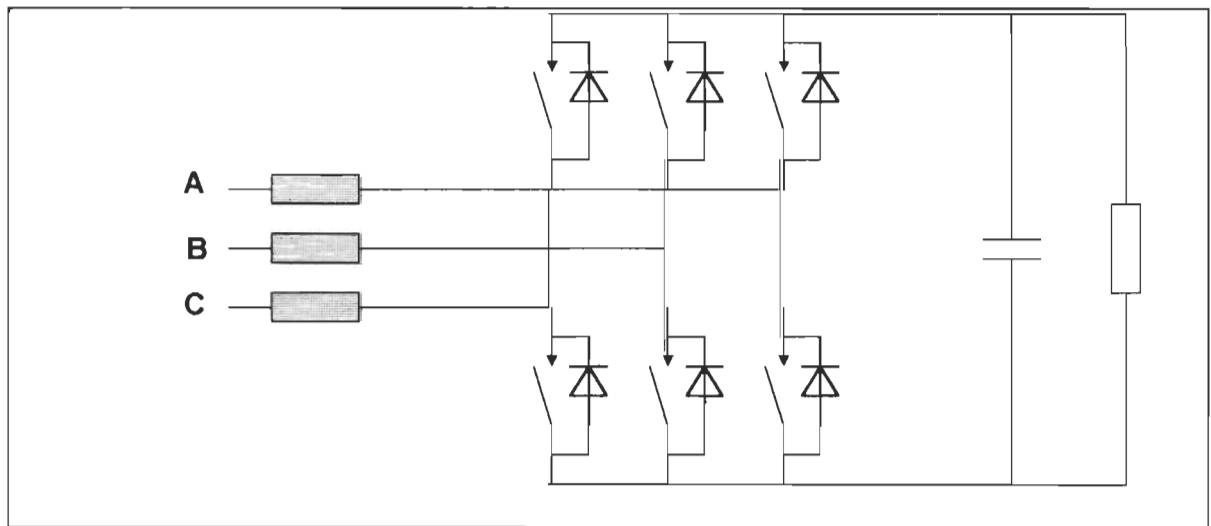


Figure 1.7: Redresseur élévateur triphasé à six (6) interrupteurs commandables [10].

Le fonctionnement en mode courant continu confère à ce convertisseur les avantages suivants [10]:

- convenable aux applications de grandes puissances;
- haute performance;
- qualité du courant d'entrée très élevée;
- interférence électromagnétique minimale;
- pertes par conduction, des interrupteurs commandables, réduites.

La faiblesse principale de cette topologie est qu'elle occasionne beaucoup de pertes à l'amorçage des interrupteurs commandables à cause des problèmes de recouvrement inverse des diodes antiparallèles.

1.2.2.2.2 REDRESSEUR ABAISSEUR À SIX INTERRUPTEURS COMMANDABLES

La **figure 1.8** montre un redresseur abaisseur à six interrupteurs commandables.

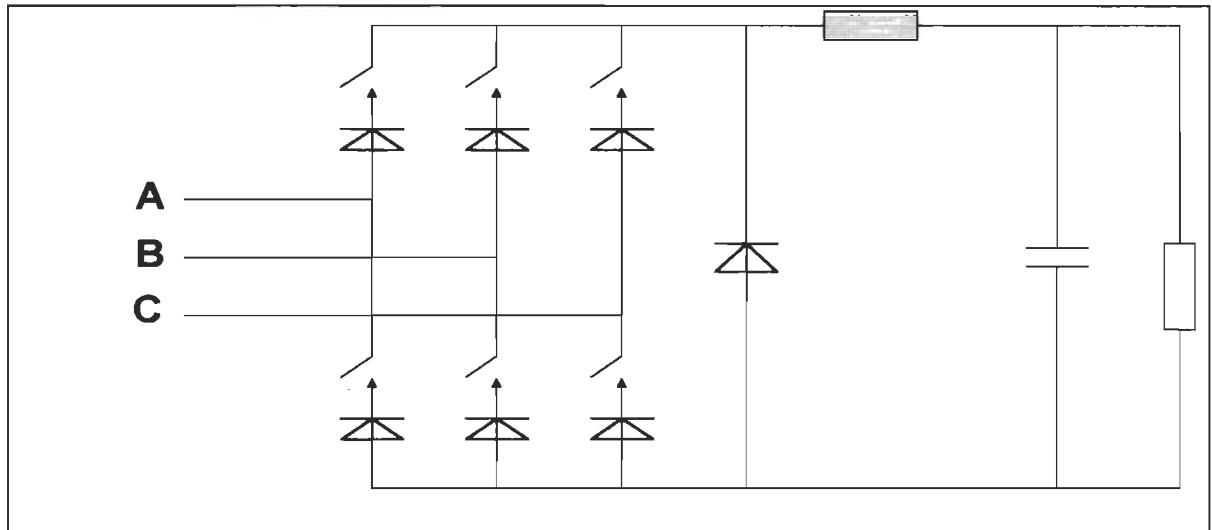


Figure 1.8: Redresseur abaisseur triphasé à six (6) interrupteurs commandables [10].

Ce convertisseur présente beaucoup de caractéristiques intéressantes comparativement au redresseur élévateur [10,11]:

- Il a une protection contre court-circuit inhérente à cause de la grande inductance du lien continu;
- la tension de sortie est relativement faible; ainsi le deuxième étage peut utiliser des composants à tension réduite;
- une diode de roue libre est utilisée du côté continu pour réduire les pertes par conduction;
- Le courant d'entrée peut être contrôlé en boucle ouverte et la largeur de bande de la boucle de tension de charge peut être très grande.

Cependant, ce redresseur est très peu utilisé à cause de son rendement énergétique très faible. En effet, il occasionne des pertes par commutation de même ordre de grandeur que son équivalent élévateur, mais ses pertes par conduction sont plus élevées.

1.2.2.2.3 CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE

Il s'agit des redresseurs triphasés élévateurs fonctionnant en mode courant discontinu. Les deux types de topologies les plus utilisées sont présentées dans les références [12] et [13] et montrées respectivement sur les **figures 1.9a et 1.9b**. Elles sont constituées de deux étages: un étage de redresseur triphasé en pont à diodes suivi d'un étage de hacheur élévateur à un seul interrupteur commandable. La différence fondamentale entre ces deux topologies est que celle de A.R. Prasad et al. [12] a les inductances du côté alternatif, tandis que celle de M. Tou et al. [13] utilise une seule inductance du côté continu.

Ces topologies sont intéressantes et présentent beaucoup d'avantages :

- elles sont simples et relativement performantes.
- les pertes par commutation sont relativement plus faibles comparées aux autres topologies utilisant plus d'un seul interrupteur commandable;
- le fonctionnement en mode discontinu du courant permet de réaliser un courant de ligne sinusoïdal après filtrage;
- elles sont plus économiques en utilisant un seul interrupteur commandable.

Des investigations continuent d'être effectuées sur ces deux topologies afin de réduire voire éliminer les faiblesses qui leur sont reconnues:

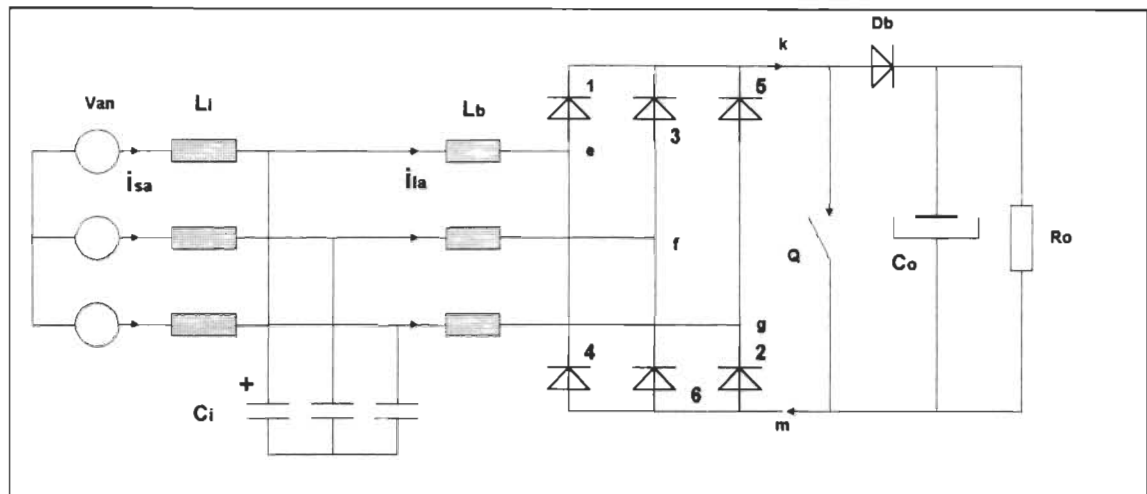


Figure 1.9a : Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable avec inductances du côté alternatif [12].

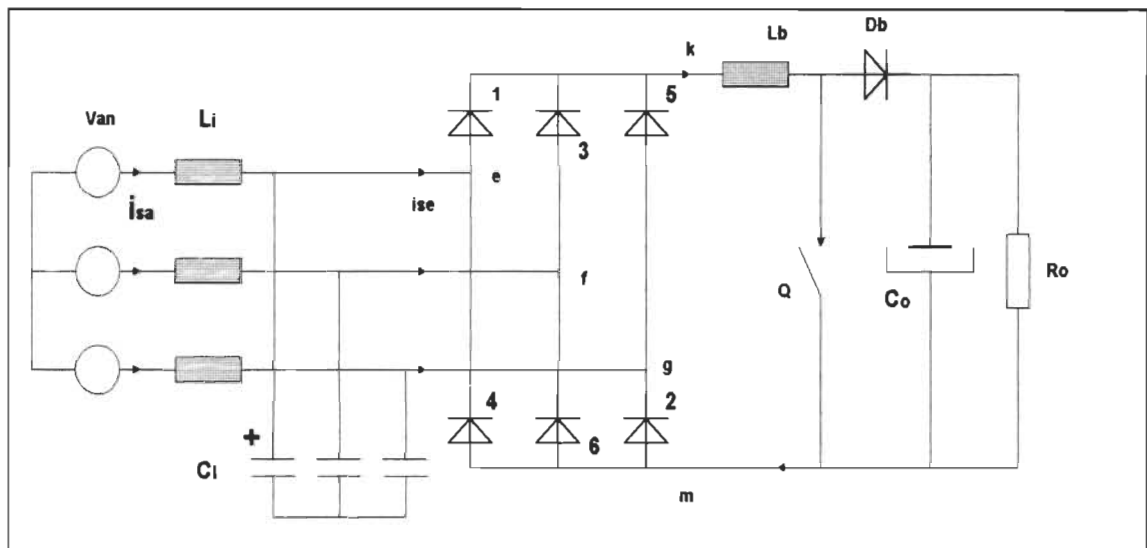


Figure 1.9b : Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable avec inductance du côté continu [13].

- les pertes énergétiques par conduction et les contraintes sur les composants sont importants lorsque la tension de sortie est élevée;
- les pertes énergétiques de commutation sont très élevées.

Afin de remédier aux problèmes rencontrés dans les correcteurs actifs de facteur de puissance à cause de la commutation à haute fréquence, les chercheurs ont recouru à la commutation douce.

1.3 QU'EST-CE- QUE LA COMMUTATION DOUCE ?

La commutation d'un interrupteur statique, commandable ou non commandable, regroupe deux actions:

- l'amorçage de cet interrupteur;
- et son blocage;

La commutation douce d'un interrupteur commandable (thyristors et transistors) vise, idéalement:

- son amorçage à tension nulle;
- et son blocage à courant nul.

La commutation douce des diodes vise, idéalement:

- l'annulation graduelle du courant avant l'application graduelle d'une tension inverse lors du blocage.

Les **figures 1.10a et 1.10b** présentent l'évolution qualitative dans le temps du courant dans un interrupteur commandable, de la tension à ses bornes respectivement pour une commutation classique et pour une commutation douce. Par ailleurs, les courbes A (A1 et A2) et B de la **figure 1.11** montrent les caractéristiques dynamiques d'un interrupteur commandable soumis, respectivement, à la commutation forcée et à la commutation douce.

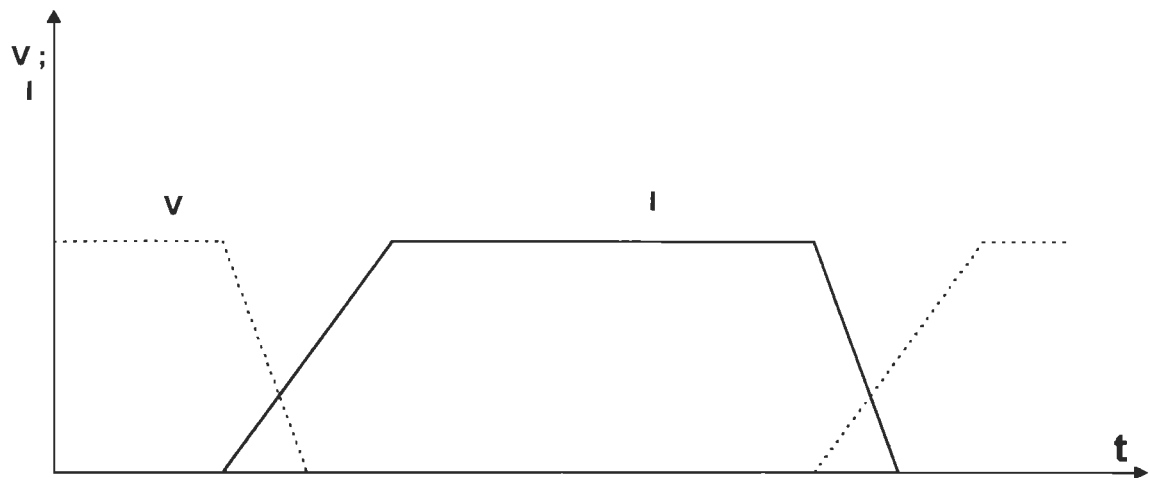


Figure 1.10a: Commutation classique dans les interrupteurs commandables : évolutions qualitatives de la tension et du courant dans le temps .

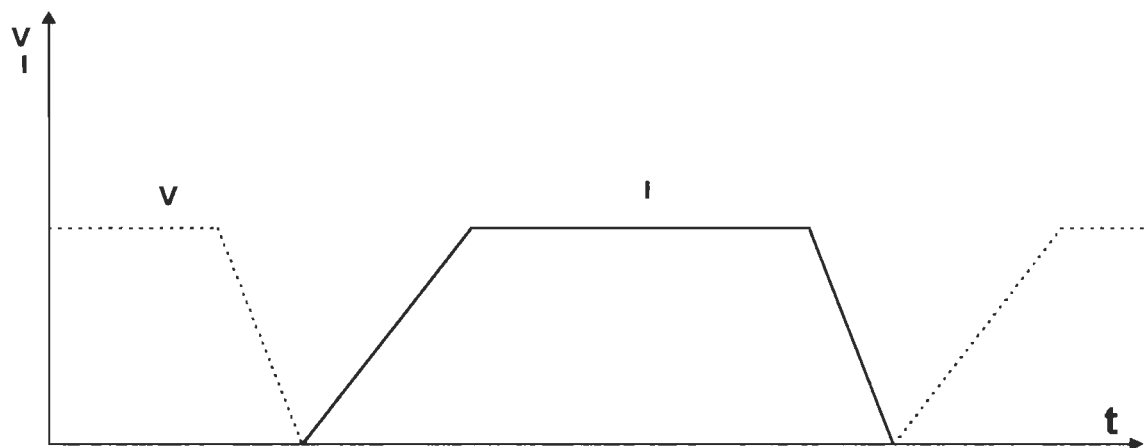


Figure 1.10b: Commutation douce idéale dans les interrupteurs commandables : évolutions qualitatives de la tension et du courant dans le temps .

L'amorçage à tension nulle et/ ou le blocage à courant nul peut se faire de façon commandée ou de façon spontanée (commutation naturelle).

Un convertisseur à commutation douce est défini dans [14] comme étant un convertisseur dont chacun des interrupteurs statiques possède au plus une commutation commandée (amorçage commandé à tension nulle ou blocage commandé à courant nul) et

au moins une commutation spontanée (amorçage spontané à tension nulle ou blocage spontané à courant nul). Ces commutations spontanées et commandées peuvent être différentes d'un interrupteur à un autre.

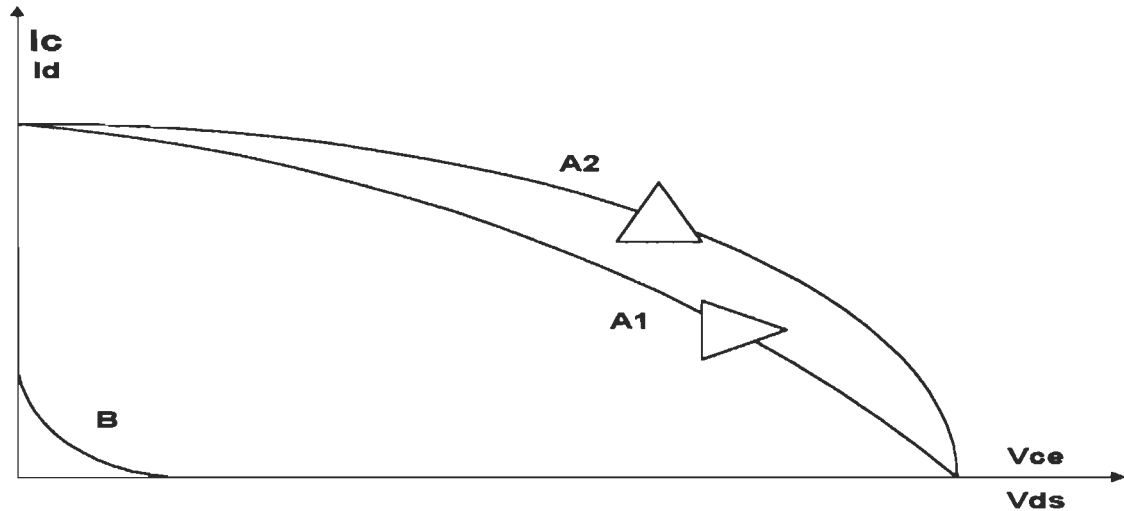


Figure 1.11: Caractéristiques dynamiques d'un interrupteur commandable en commutation.

(A 1)	Commutation classique : amorçage.
(A 2)	Commutation classique : blocage.
(B)	Commutation douce ; amorçage et blocage.
V_{ds}, V_{ce}	Tensions drain-source et collecteur-émetteur
I_d, I_c	Courants drain-source et collecteur

La commutation douce a pris naissance et s'est développée avec les hacheurs et les onduleurs avant d'être introduite plus récemment dans les circuits correcteurs de facteur de puissance.

1.4 DIFFÉRENTES TOPOLOGIES DE HACHEURS À COMMUTATION DOUCE

Il existe, d'une manière générale, quatre (4) groupes de convertisseur à commutation douce:

- 1- les convertisseurs quasi-résonants (CQR);
- 2- les convertisseurs multi-résonants (CMR);
- 3- les convertisseurs à ondes quasi-carrées (CQC);
- 4- les convertisseurs à modulation de largeur d'impulsion à transition à courant nul ou à tension nulle (MLI-TCN ou MLI-TTN).

On distingue aussi, dans les trois premiers groupes, deux classes de convertisseurs:

- les convertisseurs à commutation à courant nul (CCN);
- les convertisseurs à commutation à tension nulle (CTN).

1.4.1 CONVERTISSEURS QUASI-RÉSONANTS

Ils découlent de la substitution des interrupteurs résonants aux interrupteurs classiques dans les convertisseurs classiques à modulation de largeur d'impulsion.

1.4.1.1 INTERRUPTEURS RÉSONANTS

Un interrupteur résonant est un circuit composé d'un interrupteur commandable classique unidirectionnel ou bidirectionnel, d'une inductance de résonance L_r et d'une capacité de résonance C_r . Suivant que l'interrupteur classique (S) est unidirectionnel ou bidirectionnel, et en fonction de la disposition relative de L_r et C_r par rapport à S, on distingue d'une manière générale huit (8) topologies d'interrupteurs résonants dont quatre appropriés à la commutation à courant nul de S et les quatre autres pour la commutation à tension nulle de S [15].

Les quatre interrupteurs résonants à commutation à courant nul sont (**figures 1.12**):

- interrupteur résonant à demi-onde de type L pour la commutation à courant nul:

IR-DO-L-CCN (**figure 1.12a**);

- interrupteur résonant à demi-onde de type M pour la commutation à courant nul

IR-DO-M-CCN (**figure 1.12b**);

- interrupteur résonant à pleine onde de type L pour la commutation à courant nul:

IR-PO-L-CCN (**figure 1.12c**);

- interrupteur résonant à pleine onde de type M pour la commutation à courant nul:

IR-PO-M-CCN (**figure 1.12d**).

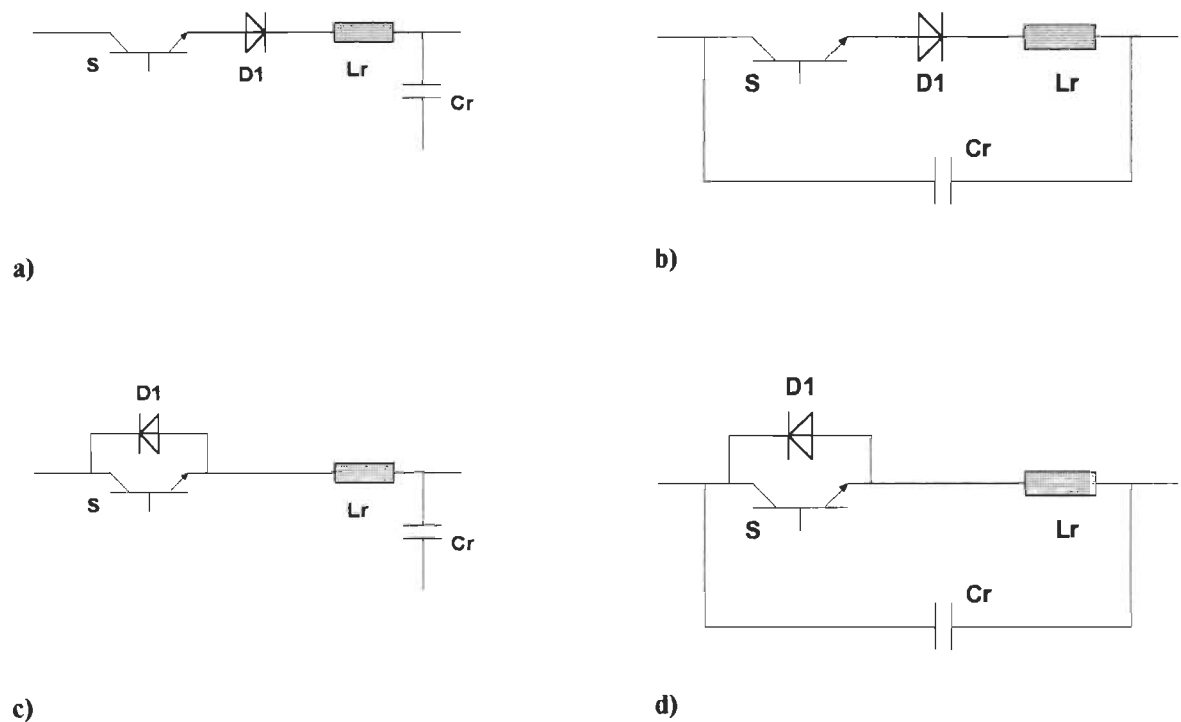


Figure 1.12: Interrupteurs résonants pour commutation à courant nul [15].

- (a) IR-DO-L-CCN
- (b) IR-DO-M-CCN
- (c) IR-PO-L-CCN
- (d) IR-PO-M-CCN

L'inductance L_r et la capacité C_r de résonance jouent deux rôles essentiels au sein de ces interrupteurs résonants à commutation à courant nul [16]:

- elles assurent la mise en conduction à courant nul de l'interrupteur commandable (S). À la mise en conduction de S, sa tension V_{ce} (collecteur-émetteur si S est un transistor IGBT) ou V_{ds} (drain-source si S est un transistor MOSFET) atteint la valeur de saturation avant que le courant n'augmente progressivement de façon quasi-sinusoïdale;
- elles causent une résonance du courant, pendant que l'interrupteur commandable est en conduction, afin qu'il se bloque naturellement; et par conséquent à courant nul.

Lorsque l'interrupteur résonant a la configuration des **figures 1.12a ou 1.12b**, la résonance du courant se fait uniquement pendant son demi-cycle positif; l'interrupteur fonctionne alors à demi-onde. Par contre, lorsque la diode D_1 est montée telle que dans les **figures 1.12c ou 1.12d**, le courant est bidirectionnel et la résonance est complète; l'interrupteur fonctionne donc à pleine onde.

Ainsi, dans le cas des interrupteurs résonants de commutation à courant nul, L_r et C_r servent surtout à modifier judicieusement la forme d'onde du courant à travers l'interrupteur commandable.

Les quatre interrupteurs résonants à commutation à tension nulle sont (**figures 1.13**):

- interrupteur résonant à demi-onde de type L pour la commutation à tension nulle:

IR-DO-L-CTN (**figure 1.13a**);

- interrupteur résonant à demi-onde de type M pour la commutation à tension nulle:

IR-DO-M-CTN (**figure 1.13b**);

- interrupteur résonant à pleine onde de type L pour la commutation à tension nulle:

IR-PO-L-CTN (**figure 1.13c**);

- Interrupteur résonant à pleine onde de type M pour la commutation à tension nulle:

IR-PO-M-CTN (**figure 1.13d**).

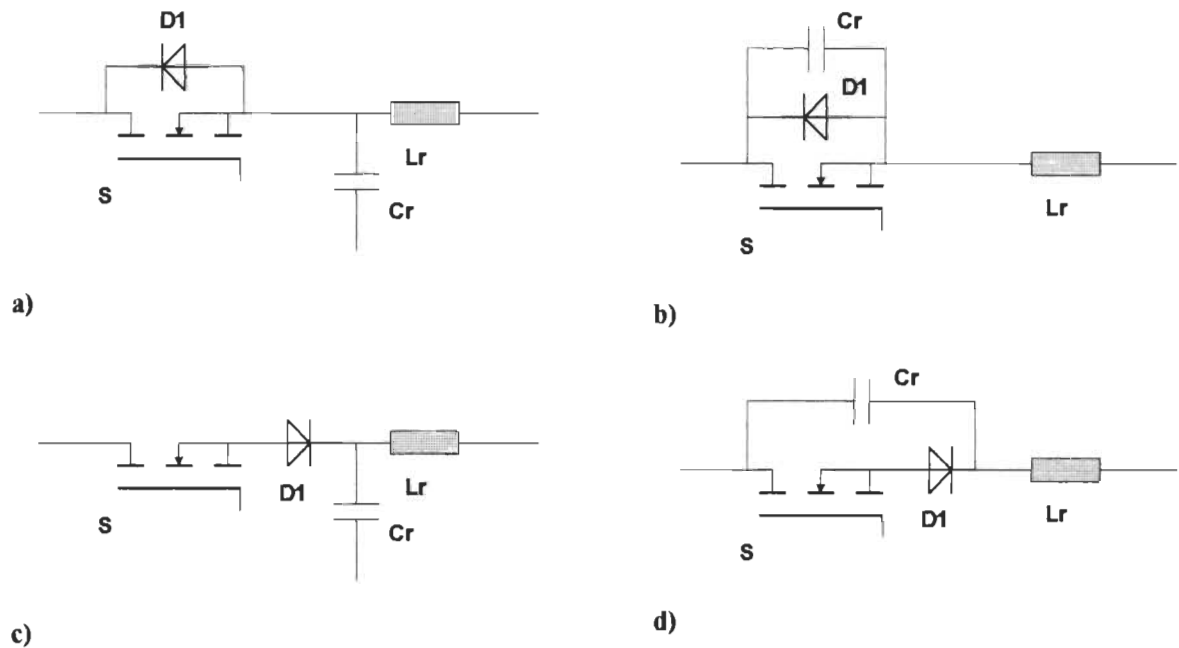


Figure 1.13: Interrupteurs résonants pour commutation à tension nulle [15].

- (a) IR-DO-L-CTN
- (b) IR-DO-M-CTN
- (c) IR-PO-L-CTN
- (d) IR-PO-M-CTN

Dans le cas de la commutation à tension nulle, le circuit résonant que forment l'inductance Lr et la capacité Cr sert plutôt à modifier la forme d'onde de la tension aux bornes de l'interrupteur commandable afin que son amorçage et son blocage se fassent à tension nulle.

Lorsque l'interrupteur résonant a la configuration de la **figure 1.13a ou 1.13b**, la tension à ses bornes oscille seulement pendant le demi-cycle positif de résonance; il s'agit de l'interrupteur résonant à demi-onde. Par contre, en implantant la diode D_1 telle que sur les **figures 1.13c et 1.13d**, cette tension oscille sur tout le cycle et confère à l'interrupteur résonant un fonctionnement à pleine onde.

Les interrupteurs résonants pleine-onde présentent un avantage principal comparés aux interrupteurs résonants demi-onde. Ils permettent d'obtenir un rapport de conversion de tension insensible aux variations de la charge [17].

L'utilisation des interrupteurs résonants à commutation à courant nul à la place des interrupteurs classiques engendre des convertisseurs quasi-résonants à commutation à courant nul; alors que l'utilisation des interrupteurs résonants à commutation à tension nulle engendre des convertisseurs quasi-résonants à commutation à tension nulle.

1.4.1.2 CONVERTISSEURS QUASI-RÉSONANTS À COMMUTATION À COURANT NUL

Dans ces convertisseurs, la forme d'onde du courant à travers l'interrupteur commandable est forcée à osciller de façon sinusoïdale, favorisant ainsi l'amorçage et le blocage à courant nul.

Des avantages sont reconnus à ces convertisseurs comparés aux convertisseurs classiques [15]:

- élimination des pertes énergétiques de blocage de l'interrupteur commandable;
- suppression des contraintes de commutation;

- possibilité de fonctionner de manière efficace et rentable jusqu'à 1 Mhz;
- suppression des pertes de blocage de la diode D_o ; en effet, à l'amorçage de l'interrupteur commandable, le courant à travers la diode D_o décroît linéairement jusqu'à s'annuler avant que la tension à ses bornes ne monte graduellement de façon sinusoïdale.

Cependant, ils ont des limitations [15]:

- on observe au dessus de 1 Mhz:
 - * des pertes capacitives non négligeables à l'amorçage de l'interrupteur commandable;
 - * des contraintes dues à la décharge de l'énergie stockée dans la capacité parasite de jonction de l'interrupteur commandable lorsqu'il s'agit d'un transistor MOSFET;
- beaucoup de bruits et d'interférences incontrôlables causés par:
 - * l'effet Miller dû à l'amorçage de l'interrupteur commandable sous tension non nulle;
 - * des oscillations parasites dues à la capacité de sortie de l'interrupteur commandable et à l'inductance parasite du circuit.
- la tension inverse maximale supportée par la diode de redressement est le double de la tension d'entrée.

1.4.1.3 CONVERTISSEURS QUASI-RÉSONANTS À COMMUTATION À TENSION NULLE

La forme d'onde de la tension aux bornes de l'interrupteur commandable est rendue quasi-sinusoïdale pour un amorçage et un blocage à tension nulle.

La commutation à tension nulle permet de résoudre certains problèmes rencontrés au niveau des convertisseurs quasi-résonants à commutation à courant nul. Elle présente les avantages suivants [15]:

- élimination complète des pertes d'amorçage capacitif et de l'effet Miller observés avec la commutation à courant nul;
- possibilité de fonctionner à très haute fréquence (jusqu'à 10 Mhz).

Ces convertisseurs ont deux faiblesses principales [15]:

- la première concerne les contraintes de tension sur l'interrupteur commandable; elles sont excessives et d'autant plus importantes que la gamme de charges est plus importante; on ne peut donc pas avoir une grande variation de la charge avec les convertisseurs quasi-résonants à commutation à tension nulle;
- la deuxième faiblesse est liée à la capacité de jonction de la diode de redressement.

Au blocage de la diode, cette capacité oscille avec l'inductance de résonance. L'amortissement de cette oscillation engendre beaucoup de pertes énergétiques à hautes fréquences. Par ailleurs, quand l'oscillation n'est pas amortie, le gain en tension du convertisseur est affecté et par conséquent la stabilité du système en boucle fermée.

Un tableau comparatif, des caractéristiques importantes des convertisseurs quasi-résonants à commutation à courant nul (CQR-CCN) et des convertisseurs quasi-résonants à commutation à tension nulle (CQR-CTN), présenté dans la référence [15] est reproduit au **tableau 1.2.**

Tableau 1.2: Comparaison des commutations à courant nul et à tension nulle dans les convertisseurs quasi-résonants [15].

	CQR-CCN	CQR-CTN
Tension aux bornes de Q	quasi-carrée	quasi-sinusoidale
Courant à travers Q	quasi-sinusoidal	quasi-carré
Gamme de charge	[R_{min} , R_{∞}]	[0, R_{max}]
$\frac{V_o}{V_i}$ augmente quand	fq augmente	fq décroît
$\frac{V_o}{V_i}$ augmente quand	R_o augmente	R_o augmente
Mode pleine-onde	D1 est en série avec Q	D1 est en série avec Q
Mode demi-onde	D1 est en série avec Q	D1 est en série avec Q

En résumé, dans les convertisseurs quasi-résonants à courant nul, les conditions de commutation de l'interrupteur commandable sont moins favorables (pertes excessives d'amorçage) alors que les conditions de commutation de la diode de redressement sont meilleures. Par contre, lorsque la commutation est à tension nulle, l'interrupteur commandable fonctionne dans des conditions de commutation très favorables (d'où la montée en fréquence de fonctionnement jusqu'à 10 Mhz) tandis que les conditions de commutation créées pour la diode de redressement sont indésirables. En effet, juste après que le courant à travers cette diode s'annule, la tension inverse est brusquement appliquée à ses bornes.

Afin de créer des conditions favorables de commutation aussi bien pour l'interrupteur commandable que pour la diode, les convertisseurs multi-résonants ont été proposés [15].

1.4.2 CONVERTISSEURS MULTI- RÉSONANTS

Les convertisseurs multi-résonants découlent du concept d'interrupteurs multi-résonants. Ce dernier a été élaboré à partir du concept d'interrupteurs quasi-résonants [15].

1.4.2.1 *INTERRUPTEURS QUASI-RÉSONANTS*

Ils ont été obtenus en remplaçant dans les topologies des convertisseurs quasi-résonants, les sources de tension et les capacités de filtrage par des courts-circuits, et les inductances de filtrage par des circuits ouverts. Les deux topologies d'interrupteurs quasi-résonants, pour les commutations à courant nul et à tension nulle sont respectivement montrées sur les **figures 1.14a et 1.14b**.

Ce nouveau concept d'interrupteur quasi-résonant tient compte non seulement de l'interrupteur commandable mais également de la diode. Ainsi, on note dans ces topologies que l'interrupteur commandable et la diode ne fonctionnent pas dans les mêmes conditions de commutation. En effet, l'interrupteur quasi-résonant à commutation à courant nul est composé d'un interrupteur commandable résonant à commutation à courant nul et d'une diode résonant à commutation à tension nulle. Tandis que l'interrupteur quasi-résonant à commutation à tension nulle est plutôt constitué d'un interrupteur commandable à commutation à tension nulle et d'une diode résonant à commutation à courant nul. Ces

interrupteurs quasi-résonants créent donc des conditions de commutation favorables pour un interrupteur et des conditions défavorables pour l'autre comme expliqué à la fin de la section 1.4.1.3.

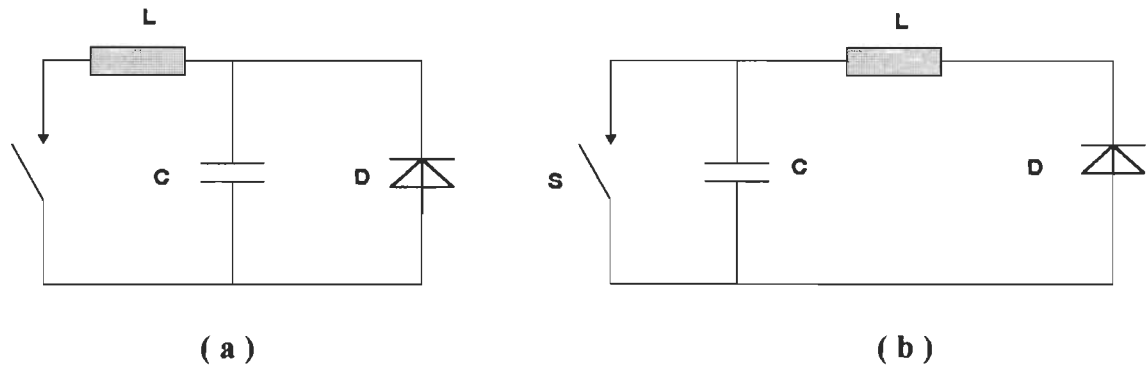


Figure 1.14: Interrupteurs quasi-résonants
 (a) IQR-CCN
 (b) IQR-CTN
 S peut être DO ou PO [16].

Le concept d'interrupteur multi-résonant a donc été proposé pour faire fonctionner l'interrupteur commandable et la diode dans les mêmes conditions de commutation.

1.4.2.2 INTERRUPTEURS MULTI-RÉSONANTS

Les deux topologies fondamentales d'interrupteurs multi-résonants, à commutation à courant nul et à commutation à tension nulle sont montrées respectivement sur les **figures 1.15a et 1.15b**.

L'interrupteur multi-résonant à commutation à courant nul (IMR-CCN) est un réseau en T où les inductances de résonance sont en série avec les interrupteurs statiques (**figure 1.15a**); alors que l'interrupteur multi-résonant à commutation à tension nulle (IMR-

CTN) est un réseau en Π dans lequel les capacités de résonances sont en parallèle avec les interrupteurs statiques (**figure 1.15b**).

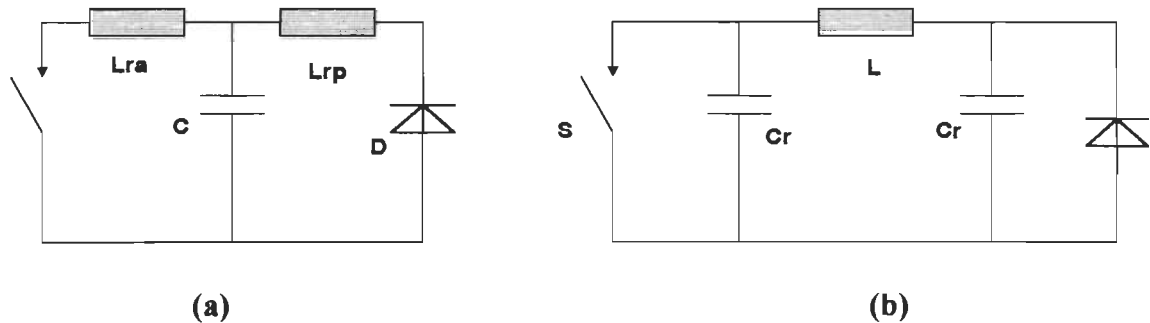


Figure 1.15: Interrupteurs multi-résonants

(a) IMR-CCN

(b) IMR-CTN

S peut être DO ou PO [16].

On observe sur ces deux topologies qu'en fonctionnement, un interrupteur multi-résonant forme trois différents circuits résonants suivant que l'interrupteur commandable et/ou la diode sont en conduction ou bloqués. Ceci conduit à trois différentes étapes de résonance à l'intérieur du cycle de fonctionnement d'un convertisseur multi-résonant.

1.4.2.3 CONVERTISSEUR MULTI-RÉSONANT À COMMUTATION À COURANT NUL

Il est obtenu à partir d'un convertisseur classique en suivant les étapes suivantes [18]:

- 1- insérer une inductance de résonance L_{ra} en série avec l'interrupteur commandable;
- 2- insérer une autre inductance de résonance L_{rp} en série avec la diode;

- 3- insérer une capacité de résonance C_r de manière à former une boucle fermée de circuit avec l'interrupteur commandable et L_{ra} et aussi une boucle avec la diode et L_{rp} . Ceci n'exclue pas la présence, dans ces boucles, des sources de tensions ou de grandes capacités.

1.4.2.4 CONVERTISSEUR MULTI-RÉSONANT À COMMUTATION À TENSION NULLE

Les étapes suivantes peuvent être suivies pour obtenir, un convertisseur multi-résonant à commutation à tension nulle, à partir d'un convertisseur classique:

- 1- insérer une capacité de résonance C_{ra} en parallèle avec l'interrupteur commandable;
- 2- insérer une autre capacité de résonance C_{rp} en parallèle avec la diode;
- 3- insérer une inductance de résonance L_r dans la boucle de circuit contenant l'interrupteur commandable et la diode.

1.4.2.5 AVANTAGES DES CONVERTISSEURS MULTI-RÉSONANTS PAR RAPPORT AUX CONVERTISSEURS QUASI-RÉSONANTS

Des études expérimentales ont été effectuées seulement sur les convertisseurs multi-résonants à commutation à tension nulle [15] et ont révélé qu'ils présentent beaucoup d'avantages comparés aux convertisseurs quasi-résonants à commutation à tension nulle:

- les conditions de commutations sont favorables aussi bien pour l'interrupteur commandable que pour la diode;
- les circuits de résonance absorbent tous les majeurs composants parasites:

- * capacité de sortie de l'interrupteur commandable;
- * capacité de jonction de la diode;
- * capacité des enroulements dans les circuits résonants;
- * inductance de fuite dans les transformateurs;
- réduction importante des contraintes de tension sur l'interrupteur commandable;
- possibilité de fonctionner dans une large gamme de variation de la charge;
- en fonctionnant dans une certaine gamme de fréquences, on n'observe aucune instabilité. Rappelons que dans le convertisseur quasi-résonant à commutation à tension nulle, l'instabilité était causée par l'oscillation parasite entre la capacité de jonction de la diode de redressement et l'inductance de résonance; alors que dans les convertisseurs multi-résonants à commutation à tension nulle, cette capacité est absorbée par les circuits résonants;
- possibilité de fonctionner jusqu'à 22 MHz [15].

1.4.2.6 LIMITES DES CONVERTISSEURS MULTI-RÉSONANTS

Les principales faiblesses reconnues à ces convertisseurs, en particulier lorsque la commutation est à tension nulle, sont mentionnées dans la référence [19] et résumées ci-dessous:

- les contraintes de tension et de courant sur les interrupteurs statiques sont toujours importantes comparés aux convertisseurs classiques à modulation de largeur d'impulsion, bien qu'elles soient plus faibles que dans les convertisseurs quasi-résonants;

- les pertes par conduction sont accrues dues à la circulation des courants plus intenses.
- les convertisseurs multi-résonants à commutation à tension nulle requièrent une grande inductance de résonance; des pertes fer et des pertes cuivre additionnelles sont alors introduites au sein de ces convertisseurs.

1.4.3 CONVERTISSEURS À ONDES QUASI-CARRÉES

Dans les convertisseurs à onde quasi-carrée à commutation à tension nulle, l'interrupteur commandable et la diode commutent à tension nulle. Ainsi, on n'observe pas d'augmentation de contrainte de tension sur ces interrupteurs comparativement aux convertisseurs classiques à modulation de largeur d'impulsion [16, 19].

Cependant, les contraintes de courant sont très élevées, supérieures au double de celles observées dans les convertisseurs classiques équivalents. Par conséquent, les pertes par conduction augmentent énormément.

Par ailleurs, le blocage inductif de l'interrupteur principal accroît les pertes de blocage. Ce fait requiert une attention particulière lorsque les interrupteurs de puissance utilisés sont des semi-conducteurs à porteurs minoritaires comme les transistors BJT et IGBT.

1.4.4 CONVERTISSEURS RÉSONANTS À MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION À TRANSITION À COURANT NUL

Les convertisseurs résonants à modulation de largeur d'impulsion à transition à courant nul exposés en 1993 dans la référence [20] sont les plus récentes et meilleures

topologies de commutation à courant nul. Le circuit résonant fonctionne uniquement pendant une petite fraction de la période du convertisseur pour créer les conditions favorables de commutation; sur le reste de la période, le fonctionnement du convertisseur est identique à celui des convertisseurs classiques à modulation de largeur d'impulsion: d'où, certainement, la dénomination <<modulation de largeur d'impulsion à transition à courant nul>>. Ces convertisseurs présentent beaucoup d'intérêts:

- tous les avantages des convertisseurs classiques à modulation de largeur d'impulsion sont conservés:
 - * simplicité de la conception et de la réalisation;
 - * pas d'augmentation relative des contraintes de tension ni de courant;
 - * fonctionnement à fréquence constante;
- la transition à courant nul est indépendante des conditions de ligne et de la charge;
- l'énergie circulant est minimale et les pertes par conduction sont ainsi minimisées.

Ces caractéristiques, surtout les deux dernières, font recommander ces convertisseurs pour les applications où les interrupteurs commandables à porteurs minoritaires (IGBT) sont utilisés [20].

Cependant, il existe une faiblesse importante au niveau de ces convertisseurs. En effet, l'interrupteur commandable auxiliaire a un blocage inductif; en plus toute la tension de charge se retrouve à ces bornes au blocage. Ceci soumettrait cet interrupteur à des contraintes de tension importantes et occasionnerait des pertes de blocage inadmissibles dans des applications de grandes puissances.

1.4.5 CONVERTISSEUR RÉSONANT À MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION À TRANSITION À TENSION NULLE

Il a été proposé en 1994 dans la référence [19], de nouvelles topologies de convertisseurs résonants à modulation de largeur d'impulsion à transition à tension nulle. Ces convertisseurs sont les plus récents utilisant la technique de commutation à tension nulle. Ils présentent exactement les mêmes avantages que les convertisseurs résonants à modulation de largeur d'impulsion à transition à courant nul et nous avons ciblé à leur niveau les mêmes insuffisances que dans ces convertisseurs.

1.5 POURQUOI LA COMMUTATION DOUCE EST-ELLE INTRODUITE DANS LES CORRECTEURS DE FACTEUR DE PUISSANCE ?

Les différents aspects de la commutation douce dans la conversion de l'énergie au sein des hacheurs sont déjà exposés à la section 1.4 de ce chapitre.

L'introduction de cette technique dans les correcteur de facteur de puissance est d'une grande importance et permet essentiellement de [10]:

- travailler à hautes fréquences;
- augmenter la densité de puissance;
- réduire les interférences électromagnétiques;
- minimiser les pertes par commutation;
- minimiser les gradients de tension et de courant; donc d'éliminer les contraintes sur les composants de puissance.

Ainsi, on distingue déjà beaucoup de correcteurs de facteur de puissance à commutation douce surtout élévateurs. Ces topologies seront discutées à la section 1.6.

Signalons cependant, que les investigations continues dans ce domaine.

1.6 TOPOLOGIES DE CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE

Le travail publié en 1995 par H. Mao et al. [10] expose en grande partie les différentes topologies de correcteur de facteur de puissance à commutation douce existantes. Il s'agit essentiellement des correcteurs de facteur de puissance à commutation hautes fréquences déjà discutés à la section 1.2.2, mais qui sont munies de circuit de commutation douce. Ces circuits auxiliaires de commutation douce sont constitués pour la plupart d'inductance ou capacité, d'une diode et d'un interrupteur commandable. On distingue ainsi des correcteurs de facteur de puissance à commutation douce:

- à sept interrupteurs commandables dont un interrupteur auxiliaire pour la commutation douce;
- à six interrupteurs commandables dont trois interrupteurs auxiliaires pour la commutation douce;
- à deux interrupteurs commandables dont un interrupteur auxiliaire pour la commutation douce;
- à un seul interrupteur commandable.

1.6.1 CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE À SEPT INTERRUPTEURS COMMANDABLES

Il s'agit ici essentiellement du correcteur triphasé de facteur de puissance élévateur fonctionnant en mode courant continu à transition à tension nulle.

Plusieurs topologies de circuits de commutation à transition à tension nulle ont été proposées pour réduire les pertes d'amorçage dans ces correcteurs. Cependant les topologies les plus simples sont celles où le circuit de commutation douce est situé du côté continu comme c'est le cas pour le correcteur à lien continu résonant, (en anglais résonant DC link, RDCL) montré à la **figure 1.16a** [10]. Le circuit auxiliaire est constitué de deux capacités, une inductance, une diode et un interrupteur commandable disposés de manière à toujours faire résonner le lien continu à haute fréquence, permettant ainsi un amorçage ou un blocage à transition à tension nulle des six interrupteurs commandables du pont redresseur. Néanmoins ce convertisseur présente quelques faiblesses:

- les pertes par conduction sont très élevées dans le circuit auxiliaire;
- les contraintes de tension sont élevées;
- la modulation de largeur d'impulsions pour le contrôle du courant de ligne est plus complexe.

Une des meilleures topologies de correcteur de facteur de puissance à transition à tension nulle combinant les avantages des techniques de modulation de largeur d'impulsion et de commutation douce est présentée à la **figure 1.16b** [10], avec un circuit auxiliaire constitué de deux diodes, une inductance et un interrupteur commandable.

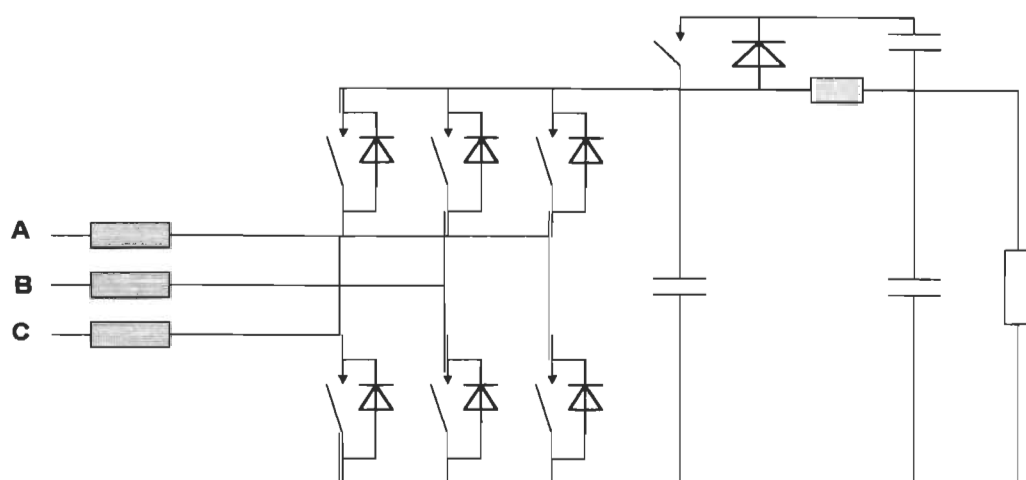


Figure 1.16a: Correcteur triphasé de facteur de puissance à transition à tension nulle à sept interrupteurs commandables à lien continu résonant [10].

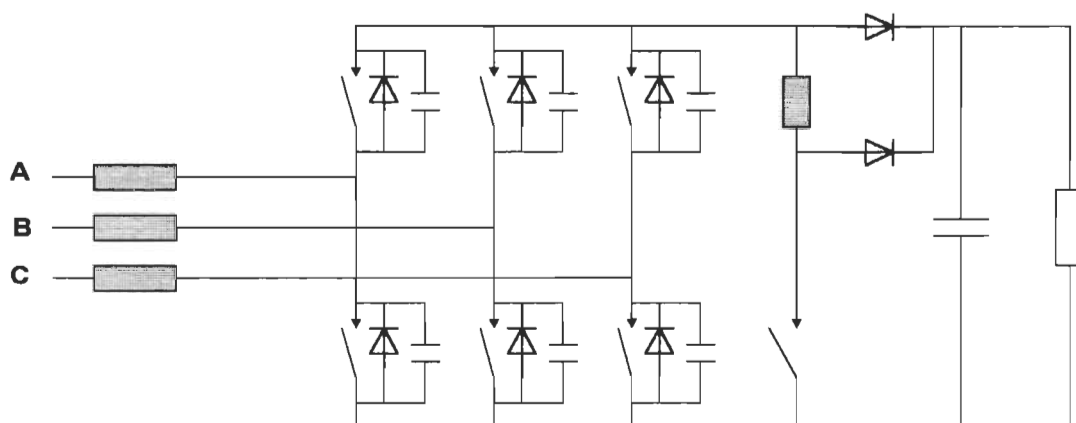


Figure 1.16b: Correcteur triphasé de facteur de puissance à transition à tension nulle à sept interrupteurs commandables (meilleur que celui de la figure 1.16a) [10].

C'est une topologie reconnue très simple, très efficace et très robuste, surtout grâce aux diodes en antiparallèles aux six interrupteurs commandables, bien que dans la plupart des applications de correction de facteur de puissance, l'écoulement bidirectionnel de la puissance n'est pas requis. Néanmoins cette topologie est aussi intéressante pour les applications à écoulement de puissance unidirectionnel [10].

En général, lorsque l'écoulement de puissance est bidirectionnel, il est plus judicieux de déplacer le circuit de commutation douce du côté alternatif. C'est le cas du convertisseur à commutation auxiliaire à pôle résonant (en anglais, "auxiliary commutated résonant pole") [10]. Il engendre des pertes de commutation plus réduites et s'avère ainsi mieux approprié aux applications de grandes puissances.

1.6.2 CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE À SIX INTERRUPTEURS COMMANDABLES

Il s'agit du correcteur triphasé obtenu avec trois correcteurs monophasés; chaque circuit monophasé comportant deux interrupteurs commandables dont un auxiliaire pour le fonctionnement à transition à tension nulle [10]. L'ajout du circuit de commutation a permis de réduire les pertes par commutation. Cependant beaucoup de composants sont utilisés sur le chemin d'écoulement de la puissance et les pertes de conduction se retrouvent ainsi accrues. En effet ce circuit auxiliaire est constitué de quatre diodes, d'une inductance et d'un interrupteur commandable par phase. Par ailleurs, l'ajout de circuit de commutation ne permet pas d'éliminer entièrement l'interférence entre les trois convertisseurs monophasés.

1.6.3 CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE À DEUX INTERRUPTEURS COMMANDABLES

Il s'agit essentiellement du redresseur triphasé élévateur en pont de diodes fonctionnant en mode courant discontinu avec deux interrupteurs commandables du côté continu. À cause du fonctionnement en mode courant discontinu, les amorçages des

interrupteurs commandables de ces circuits sont à courant nul; mais la nature du blocage de ces interrupteurs dépend de la configuration du circuit auxiliaire de commutation. On retient ici deux correcteurs à commutation douce à deux interrupteurs commandables:

- le correcteur de facteur de puissance élévateur à blocage à courant nul de S. Gataric et al. [21] montré à la **figure 1.17a**;
- le correcteur de facteur de puissance élévateur à blocage à tension nulle de A. Prasad et P. Ziogas [22] représenté à la **figure 1.17b**.

La première topologie est déduite du hacheur à transition à courant nul discuté à la section 1.4.4 et conserve ainsi toutes les propriétés de ce hacheur.

Ces deux topologies présentent non seulement tous les avantages reliés à la commutation douce; mais elles sont aussi de conception et de commande très simples car leurs interrupteurs commandables ont un fonctionnement à modulation de largeur d'impulsions.

1.6.4 CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À COMMUTATION DOUCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE

On peut citer dans cette catégorie deux topologies récentes ayant un fonctionnement multi-résonant à commutation à courant nul:

- le correcteur de facteur de puissance élévateur multi-résonant de E. Ismail et al [23] montré à la **figure 1.18a**;
- le correcteur de facteur de puissance abaisseur multi-résonant de Y. Jang et R.W. Erickson [24] représenté à la **figure 1.18b**.

Ces deux topologies conservent non seulement tous les avantages des hacheurs multi-résonants à commutation à courant nul exposés à la section 1.4.2.5, mais n'augmentent pas les contraintes sur les interrupteurs comme c'est le cas pour ces hacheurs. Par ailleurs ce sont deux topologies évidemment économiques.

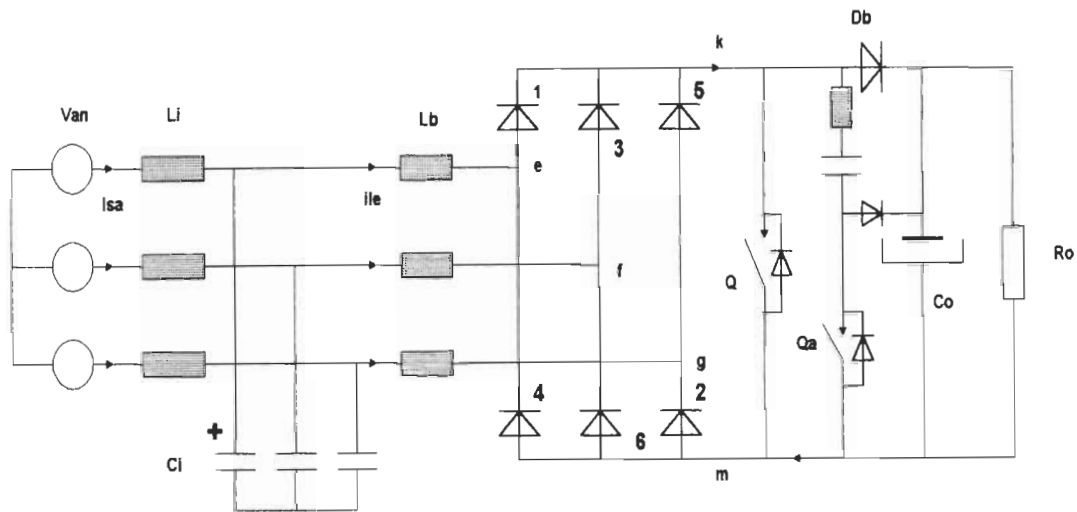


Figure 1.17a: Correcteur de facteur de puissance triphasé à transition à courant nul à deux interrupteurs commandables [21].

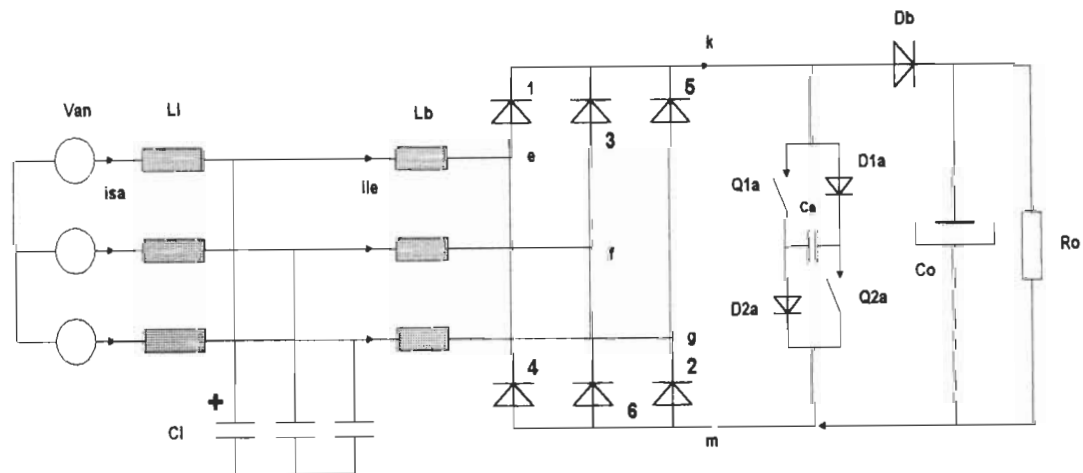


Figure 1.17b: Correcteur de facteur de puissance triphasé à blocage à tension nulle à deux interrupteurs commandables [22].

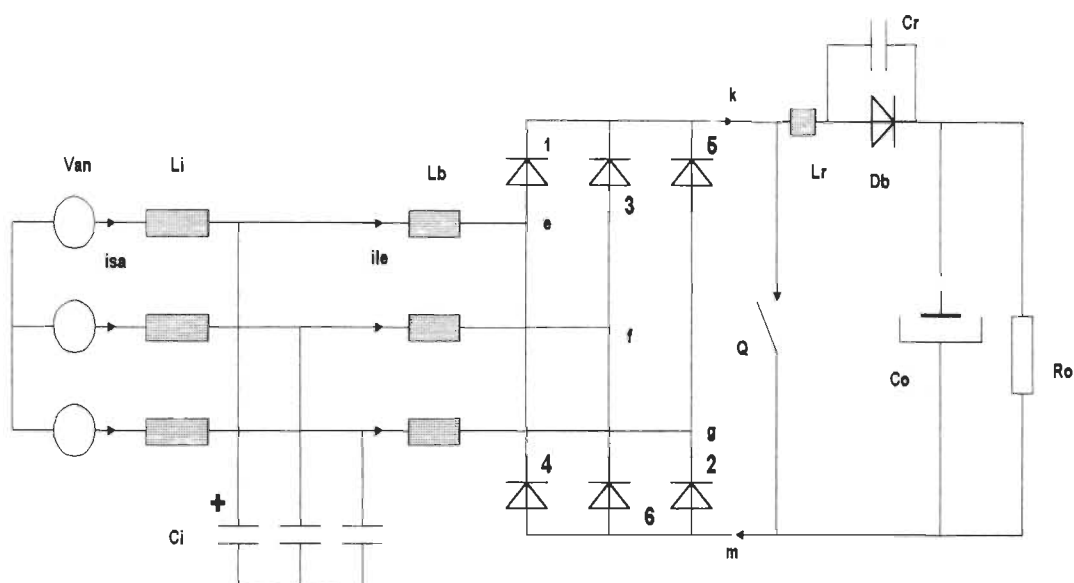


Figure 1.18a: Correcteur de facteur de puissance élévateur multi-résonant à commutation à courant nul [23].

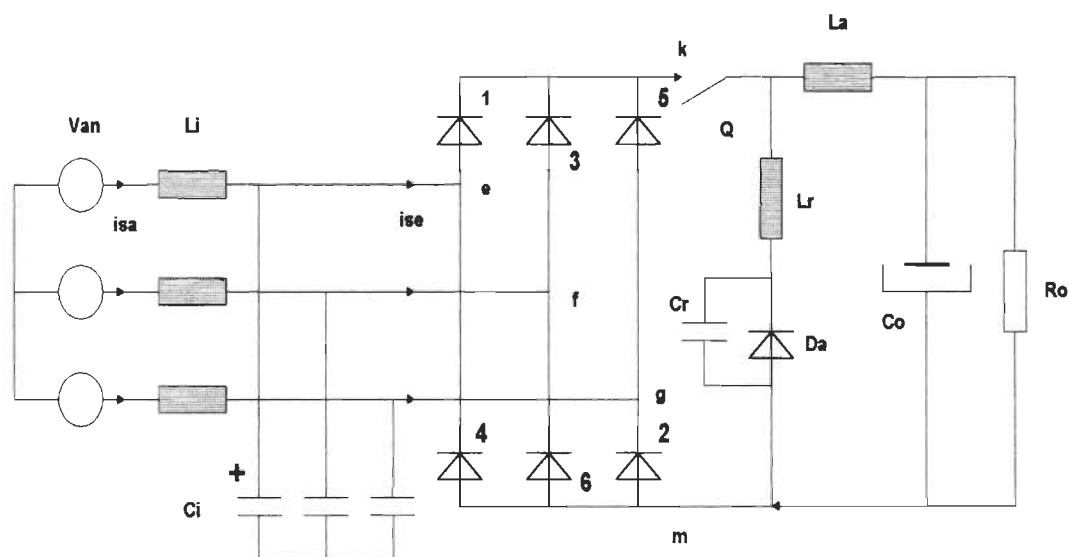


Figure 1.18b: Correcteur de facteur de puissance abaisseur multi-résonant à commutation à courant nul [24].

1.7 CONCLUSION PARTIELLE

Il faut retenir des sections de ce chapitre que :

- les correcteurs de facteur de puissance utilisant la commutation à haute fréquence présentent beaucoup d'intérêts:
 - * la commutation à haute fréquence permet de réduire les dimensions, les poids et les coûts des composants réactifs, en particulier les inductances.
 - * les harmoniques du courant de ligne sont repoussées aux hautes fréquences;
 - * le filtrage de ces harmoniques est relativement simple;
 - * un meilleur contrôle du courant de ligne peut donc être réalisé;
- parmi ces correcteurs, les redresseurs à un seul interrupteur commandables sont plus économiques;
- il existe deux topologies de base simples, performantes, économiques et très utiles de correcteur triphasé à un seul interrupteur commandable:
 - * le correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable de A. R. Prasad et al [12] (**figure 1.9a**);
 - * le correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable de M. Tou et al [13] (**figure 1.9b**);
- les correcteur à commutation haute fréquence ont des faiblesses communes:
 - * des pertes par commutation importantes;
 - * des interférences électromagnétiques occasionnées;
 - * des contraintes sur les interrupteurs.

- afin de faire face à ces faiblesses, on recourt à la commutation douce.

Cependant l'introduction de la commutation douce requiert l'ajout de composants additionnels au circuit et engendre ainsi d'autres problèmes dont l'augmentation des pertes par conduction et le problème économique.

Le but visé dans le cadre de ce travail est la réduction des contraintes sur les interrupteurs sans recourir à la commutation douce. L'approche sera basée sur la méthode de calcul des composants des correcteurs de facteur de puissance. On s'intéresse aux deux topologies de correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable (**figures 1.9a et 1.9b**).

À cet effet, pour chacun de ces correcteurs nous allons, en faisant des hypothèses judicieuses:

- examiner les séquences et les équations différentielles de fonctionnement;
- utiliser ces équations différentielles pour dégager les formules de calcul des composants en imposant comme objectif la minimisation des contraintes sur les interrupteurs;
- effectuer des simulations pour vérifier la validité des méthodes de calcul utilisées.

2. CHAPITRE 2: ÉTUDE ET SIMULATION D'UNE TOPOLOGIE TRIPHASÉE DE CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE ET AVEC INDUCTANCES DU CÔTÉ ALTERNATIF

Résumé: Le travail effectué présente les séquences et les équations différentielles de fonctionnement, le calcul des composants et la simulation de la topologie considérée.

L'apport personnel dans ce chapitre se situe au niveau de deux points:

1- l'élaboration d'une méthode de calcul des composants pour minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs;

2- la présentation des résultats de simulation met en évidence la contribution de l'interrupteur commandable, du filtre d'entrée et du filtre de sortie dans la performance globale du circuit étudié. L'attention est aussi attirée sur l'influence du filtre de sortie sur les harmoniques du courant de ligne; en particulier sur l'harmonique 5. Il est constaté une réduction de l'harmonique 5 prépondérante et du taux de distorsion harmonique par l'utilisation d'un filtre de sortie en Π au lieu du seul condensateur généralement utilisé.

2.1 FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT.

La topologie de correcteur de facteur de puissance étudiée est la topologie de base de A.R. Prasad et al [12] représentée à la **figure 2.1**. Les inductances de cette topologie sont au côté alternatif.

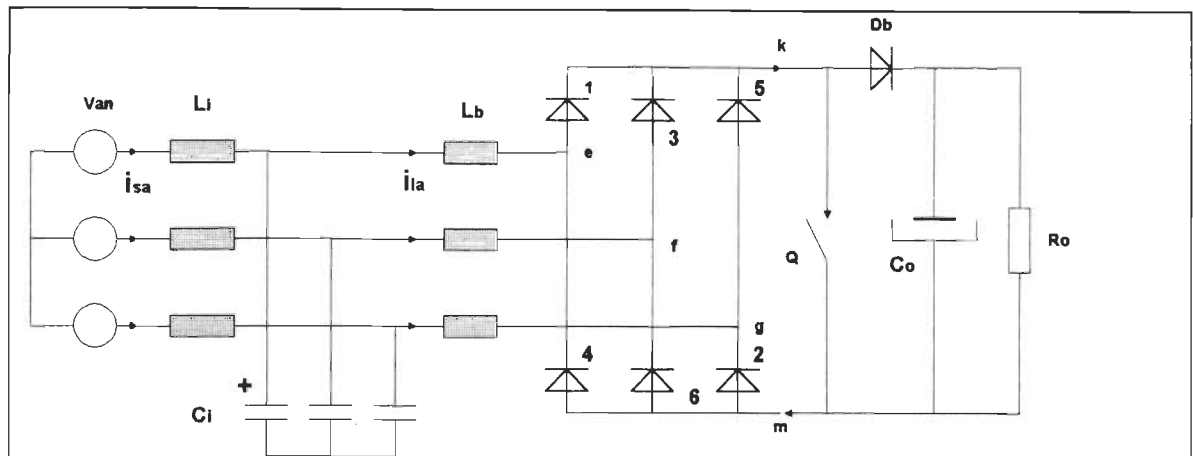


Figure 2.1 : Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable inductances du côté alternatif [12].

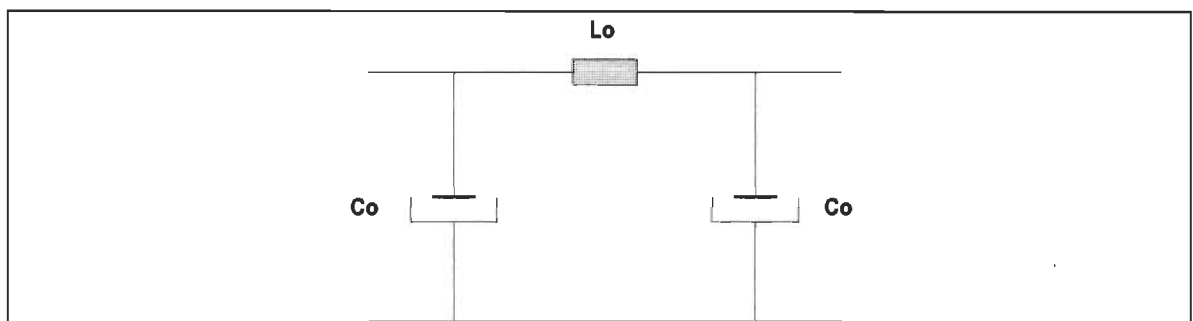


Figure 2.2 : Filtre de sortie en Π .

Hypothèses :

- H21:** les tensions de phases (v_{an} , v_{bn} et v_{cn}) sont parfaitement sinusoïdales et équilibrées;
- H22:** la fréquence de commutation est très élevée par rapport à la fréquence du réseau; les tensions de phases sont donc constantes à l'intérieur d'une période de commutation;
- H23:** la chute de tension occasionnée par l'inductance de filtrage est négligeable devant la tension de phase; on peut alors étudier le fonctionnement du circuit sans considérer le filtre d'entrée (**figure 2.3**);

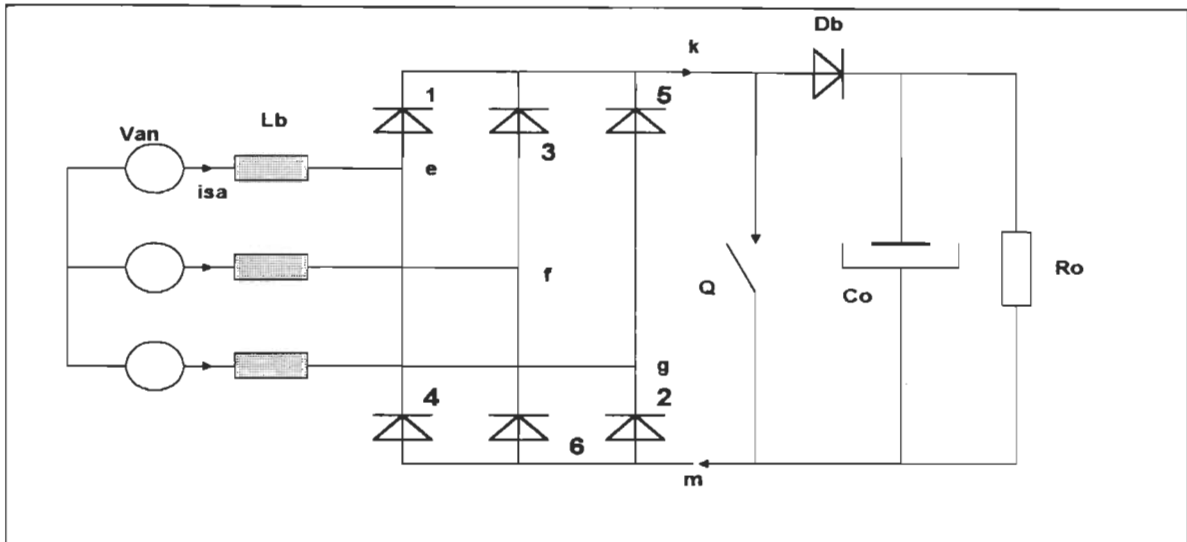


Figure 2.3: Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable avec inductances du côté alternatif: schéma sans filtre d'entrée pour étude de fonctionnement [12].

H24: Il est suffisant d'étudier le fonctionnement du circuit sur un intervalle de longueur $\frac{\pi}{6}$

à cause de la symétrie qu'il présente. Nous considérons ici l'intervalle $\left[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3} \right]$

dans lequel :

$$V_{cn} < V_{bn} < 0 < V_{an}. \quad (2.1)$$

H25: t_m représente dans la suite une variable de temps local à l'intérieur d'une période de commutation T_c .

H26: on considère qu'avant l'instant initial, l'interrupteur commandable Q et la diode Db ne conduisent pas; les courants de ligne i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} sont alors nuls;

H27: La capacité du condensateur de sortie est choisie assez élevée et assure une tension de sortie constante.

H28: La résistance de la ligne est nulle.

Considérant ces hypothèses et la **figure 2.3**, le fonctionnement du circuit est décrit comme suit:

tm0 - tm1 : Q est amorcé.

Les inductances se chargent (**figure 2.4a**). Les équations différentielles de fonctionnement sont:

$$Lb * \frac{di_{sj}}{dt_m} = v_{jn} , \text{ avec } j \in \{a, b, c\} \quad (2.2)$$

$$Co * \frac{dvo}{dt_m} = - \frac{vo}{Ro} \quad (2.3)$$

À tm1, on bloque l'interrupteur commandable Q.

tm1 - tm2 : Q est bloqué; Db se met en conduction.

Il y a transfert de l'énergie des inductances à la charge (**figure 2.4b**) jusqu'à tm2 où le courant de ligne i_{sb} s'annule. Les équations différentielles de cette séquence sont:

$$Lb * \frac{di_{sj}}{dt_m} = v_{jn} + \frac{1}{3} * vo , \text{ avec } j \in \{b, c\} \quad (2.4)$$

$$Lb * \frac{di_{sa}}{dt_m} = v_{an} - \frac{2}{3} * vo \quad (2.5)$$

$$Co * \frac{dvo}{dt_m} = i_{sa} - \frac{vo}{Ro} \quad (2.6)$$

tm2 - tm3 : i_{sb} est nul.

Les inductances des phases a et c continuent de se décharger jusqu'à l'annulation

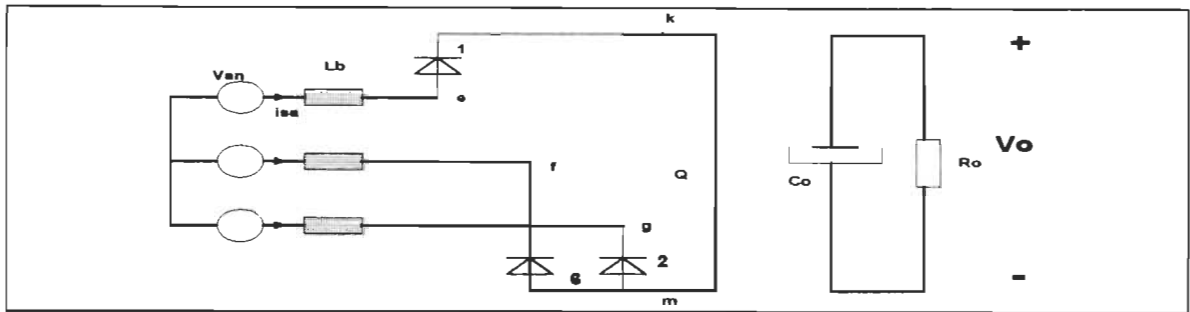


Figure 2.4a: $tm0 - tm1$

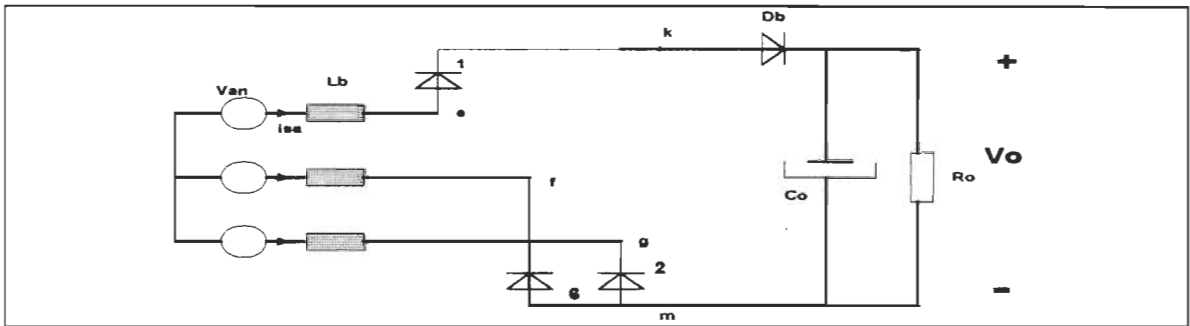


Figure 2.4b: $tm1 - tm2$

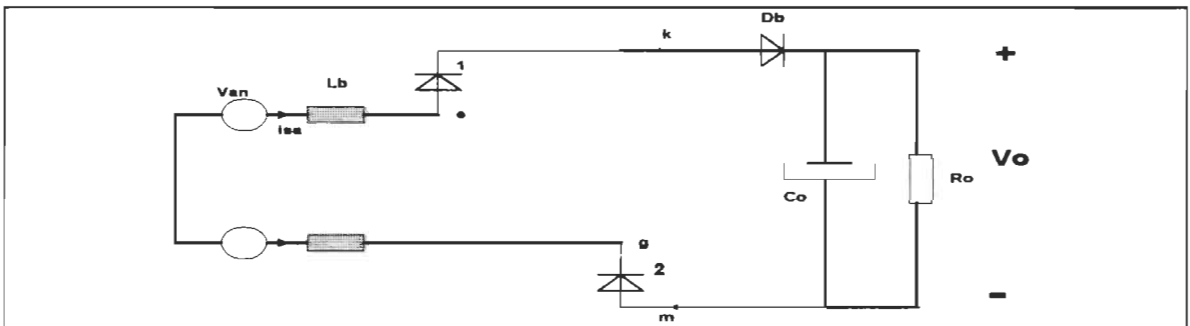


Figure 2.4c: $tm2 - tm3$

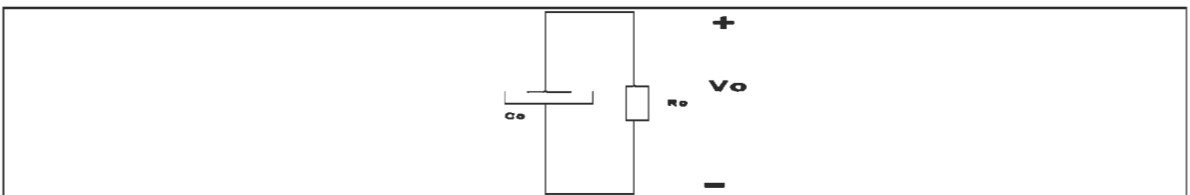


Figure 2.4d: $tm3 - Tc$

Figure 2.4: Séquences de fonctionnement pour la topologie avec inductances du côté alternatif.

simultanée de i_{sa} et i_{sc} (**figure 2.4c**) à t_{m3} . Ainsi la diode Db se bloque à t_{m3} . Les équations différentielles de la séquence sont:

$$Lb * \frac{di_{sa}}{dt_m} = \frac{1}{2} * (v_{an} - v_{cn} - v_o) \quad (2.7)$$

$$Lb * \frac{di_{sc}}{dt_m} = -\frac{1}{2} * (v_{an} - v_{cn} - v_o) \quad (2.8)$$

$$Co * \frac{dv_o}{dt_m} = i_{sa} - \frac{v_o}{Ro} \quad (2.9)$$

t_{m3} - T_c : Q ne conduit pas; Db aussi ne conduit pas.

Les courants de ligne i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} sont tous nuls (**figure 2.4d**) jusqu'à la fin de la période de commutation T_c . L'équation différentielle de la séquence est :

$$Co * \frac{dv_o}{dt_m} = -\frac{v_o}{Ro} \quad (2.10)$$

À $t_m = T_c$, on amorce de nouveau Q et le cycle recommence.

2.2 MÉTHODOLOGIE DE CALCUL DES COMPOSANTS

Le but visé est de simuler le circuit sachant que: la tension de charge est $V_o = 200$; la puissance de la charge est $P_o = 1000$ W; la fréquence du réseau est $f = 60$ Hz correspondant à une période $T = 1/60$ s; la fréquence de commutation est $f_c = 20160$ Hz correspondant à une période de commutation $T_c = 1/20160$ s.

Les composants à calculer ou choisir sont:

- la résistance de charge R_o ;
- les condensateurs, du filtre de sortie (Co) et du filtre d'entrée (Ci);

- les inductances, de transfert (Lb), du filtre d'entrée (Li) et éventuellement du filtre de sortie (Lo) en cas d'utilisation d'un filtre de sortie en Π ;
- la tension d'alimentation requise (Van);
- le rapport cyclique (d) de l'interrupteur commandable Q;
- pour l'interrupteur commandable Q; il s'agit de calculer la tension maximale, le courant efficace et le courant maximal;
- pour les diodes, de retour (Db) et du pont redresseur (D1, D2, D3, D4, D5, D6); Il suffit de calculer la tension inverse maximale, le courant moyen et le courant maximal.

Les formules analytiques de calcul des composants pour cette topologie ont été développées dans la référence [25]. Cependant, nous allons les utiliser ici de manière à atteindre trois objectifs principaux:

Objectif 21: Maximiser le facteur d'utilisation des semi-conducteurs;

Objectif 22: Minimiser les contraintes sur les semi-conducteurs de puissance;

Objectif 23: Fonctionner en mode courant discontinu.

On définit le facteur d'utilisation des semi-conducteurs (FUSC) et la contrainte totale sur les semi-conducteurs (CTSC) comme suit [25]:

$$FUSC = \frac{Po}{CTSC} \quad (2.11)$$

$$CTSC = \sum_{n=1}^N (V_{Q-bloqué,n} * I_{Q-crete,n}) \quad (2.12)$$

où N représente le nombre d'interrupteurs commandables dans le circuit considéré.

La puissance de sortie (Po) étant une donnée, il est suffisant, pour atteindre ces deux

objectifs, de minimiser la *CTSC*.

On considère pour la suite les grandeurs de base telles que définies dans la référence [25]:

- la période de commutation T_c est le temps de base;
- la tension de charge V_o est la tension de base;
- le courant et la puissance de base sont respectivement définis par:

$$I_n = \frac{2}{3} * V_o * \frac{T_c}{L_b} ; \quad (2.13)$$

$$P_n = I_n * V_o . \quad (2.14)$$

Par ailleurs les définitions suivantes seront considérées:

- le rapport de tension (M):

$$M = \frac{V_o}{\sqrt{3} * \hat{V}_{an}} \quad (2.15)$$

où V_o est la tension de sortie et \hat{V}_{an} est la tension maximale de phase;

- le rapport cyclique (d):

$$d = \frac{t_{m1}}{T_c} \quad (2.16)$$

- le rapport du temps maximal ($t_{m3,max}$) de circulation de courant à travers l'inductance L_b à la période de commutation (T_c) est défini par (dm):

$$dm = \frac{t_{m3,max}}{T_c} \quad (2.17)$$

Le fonctionnement en mode courant discontinu est obtenu si et seulement si:

$$dm \leq 1 \quad (2.18)$$

2.2.1 RÉSISTANCE DE LA CHARGE

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{200^2}{1000} = 40\Omega \quad (2.19)$$

2.2.2 INDUCTANCE (Lb)- RAPPORT CYCLIQUE (d)- TENSION CRÊTE DE PHASE (\hat{V}_{an})

Pour la topologie considérée, la tension maximale aux bornes de Q au blocage est [25]:

$$V_{Q,\max} = V_o \quad (2.20)$$

Le courant maximal normalisé à travers Q est:

$$I_{Q,\max,r} = \frac{\sqrt{3}}{2} * \frac{d}{M} \quad \text{d'après l'égalité (23) de [25]} \quad (2.21)$$

En multipliant (2.13) par (2.21), on déduit le courant maximal à travers Q:

$$I_{Q,\max} = \left(\frac{V_o * T_c}{\sqrt{3}} \right) * \left(\frac{d}{M * L_b} \right) \quad (2.22)$$

En substituant (2.20) et (2.22) dans (2.12), on obtient:

$$CTSC = \left(\frac{V_o^2 * T_c}{\sqrt{3}} \right) * \left(\frac{d}{M * L_b} \right) \quad (2.23)$$

Pour minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs de puissance (CTSC), il faut donc choisir l'inductance L_b , le rapport cyclique d et la tension maximale de phase de façon à minimiser le facteur:

$$F_{CTSC} = \frac{d}{M * L_b} \quad (2.24)$$

2.2.2.1 EXPRESSION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

D'après le fonctionnement du circuit (**figure 2.3**), la puissance transférée à la sortie est [25]:

$$P_o = V_o * I_{Db, moy} = V_o * \frac{6}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_{Db, Tc}(\varphi) d\varphi = V_o * \frac{6}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \left[\frac{1}{Tc} \int_0^{Tc} i_{Db}(\varphi, tm) dtm \right] d\varphi \quad (2.25)$$

où φ définit la position d'une période de commutation dans une période fondamentale; i_{Db} est le courant instantané à travers la diode Db, tandis que $I_{Db, Tc}$ et $I_{db, moy}$ sont les courants moyens sur une période de commutation et sur une période fondamentale.

La **figure 2.5a** montre l'évolution qualitative du courant à travers l'inductance Lb pour chacune des phases a b et c sur une période de commutation. Tandis que la **figure 2.5b** montre l'évolution du courant i_{Db} à travers la diode Db sur une période de commutation.

On obtient, à partir de ces figures et en résolvant les équations différentielles de fonctionnement, les égalités suivantes dont les démonstrations se trouvent en annexe:

$$I_{Db, Tc} = \frac{1}{2 * Tc} \left[(isa_{tm1} + isa_{tm2}) * \Delta tm_{2,1} + isa_{tm2} * \Delta tm_{3,2} \right] \quad (2.26)$$

où [25]:

$$isa_{tm1} = \left(\frac{V_o * Tc}{\sqrt{3}} \right) * \left(\frac{d}{M * Lb} \right) * \cos(\varphi) \quad (2.27)$$

$$isa_{tm2} = (V_o * Tc) * \left(\frac{d}{M * Lb} \right) * \left(\frac{\sin(\varphi)}{1 + \frac{\sqrt{3}}{M} * \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)} \right) \quad (2.28)$$

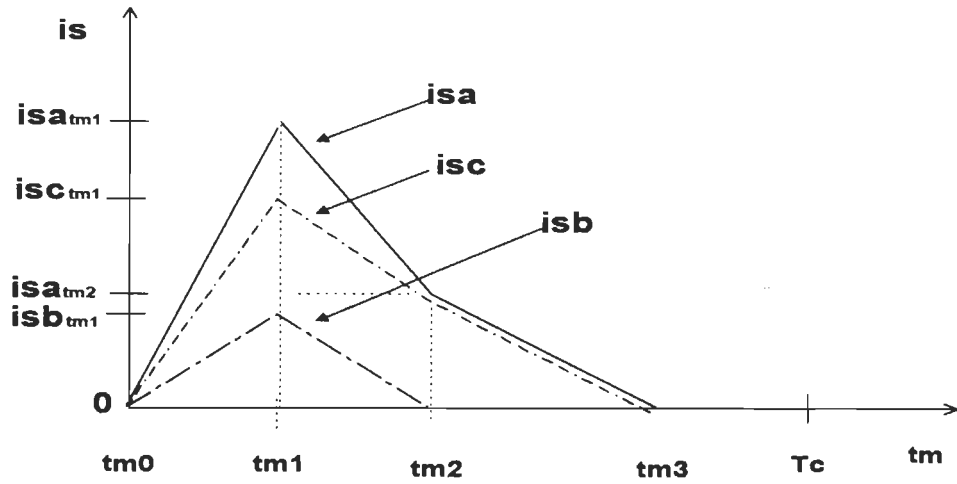


Figure 2.5a: Évolution du courant à travers l'inductance L_b pour chaque phase sur une période de commutation.

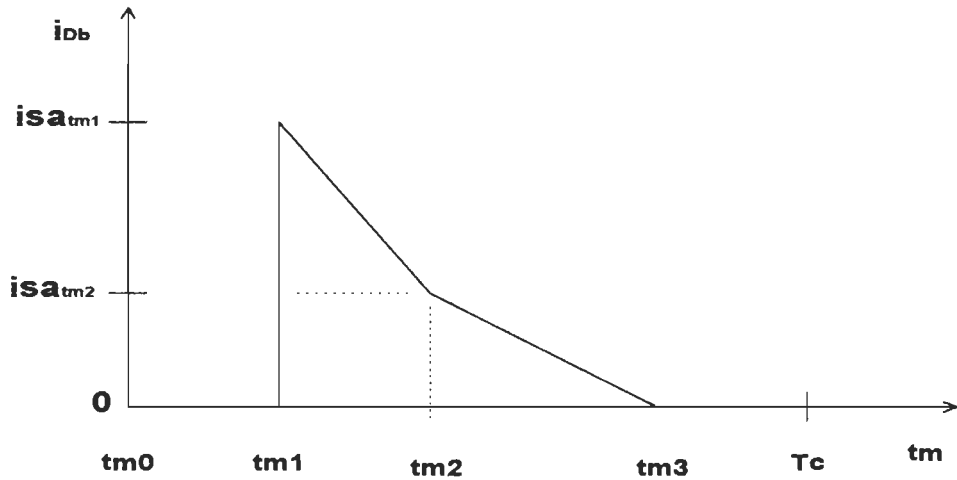


Figure 2.5b: Évolution du courant à travers la diode D_b sur une période de commutation.

$$\Delta tm_{2,1} = tm_2 - tm_1 = (\sqrt{3} * Tc) * \left(\frac{d}{M} \right) * \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right)}{1 + \frac{\sqrt{3}}{M} * \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)} \right) \quad (2.29)$$

$$\Delta tm_{3,2} = tm_3 - tm_2 = (2 * Tc) * \left(\frac{d}{M} \right) * \left(\frac{\sin(\varphi)}{\left[1 + \frac{\sqrt{3}}{M} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right] \left[1 - \frac{1}{M} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right]} \right) \quad (2.30)$$

En introduisant (2.26) à (2.30) dans (2.25) et en divisant par le courant de base (2.13), on trouve le courant moyen normalisé à travers la diode Db sur une période de commutation :

$$I_{Db,Tc,r} = \frac{3}{4} \left(\frac{d}{M} \right)^2 \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) \cos(\varphi)}{1 + \frac{\sqrt{3}}{M} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)} + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) \sin(\varphi)}{\left[1 + \frac{\sqrt{3}}{M} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)\right]^2} \right] + \frac{3}{4} \left(\frac{d}{M} \right)^2 \left[\frac{2 * (\sin(\varphi))^2}{\left[1 + \frac{\sqrt{3}}{M} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)\right]^2 \left[1 - \frac{1}{M} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)\right]} \right] \quad (2.31)$$

La puissance normalisée transférée à la sortie est égale au courant moyen normalisé à travers la diode Db sur une période fondamentale :

$$Po,r = I_{Db,moy,r} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_{Db,Tc,r}(\varphi) d\varphi \quad (2.32)$$

En substituant dans (2.30), tm2 à partir de (2.29) on obtient après simplification:

$$t_{m3} = t_{m1} * \frac{1}{1 - \frac{1}{M} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)} \quad (2.33)$$

On en déduit que t_{m3} est maximal lorsque $\varphi = \frac{\pi}{6}$:

$$t_{m3,max} = t_{m1} * \frac{1}{1 - \frac{1}{M}} \quad (2.34)$$

En introduisant (2.16) et (2.34) dans (2.17), on obtient:

$$dm = d^* \frac{M}{M-1} \quad (2.35)$$

En substituant dans (2.31), d à partir de (2.35) et en utilisant un logiciel tel que **Mathcad** pour faire la résolution numérique de (2.32) (voir contenu du fichier en annexe), on peut tracer l'évolution de la puissance normalisée en fonction de M^{-1} et dm (**figure 2.6**).

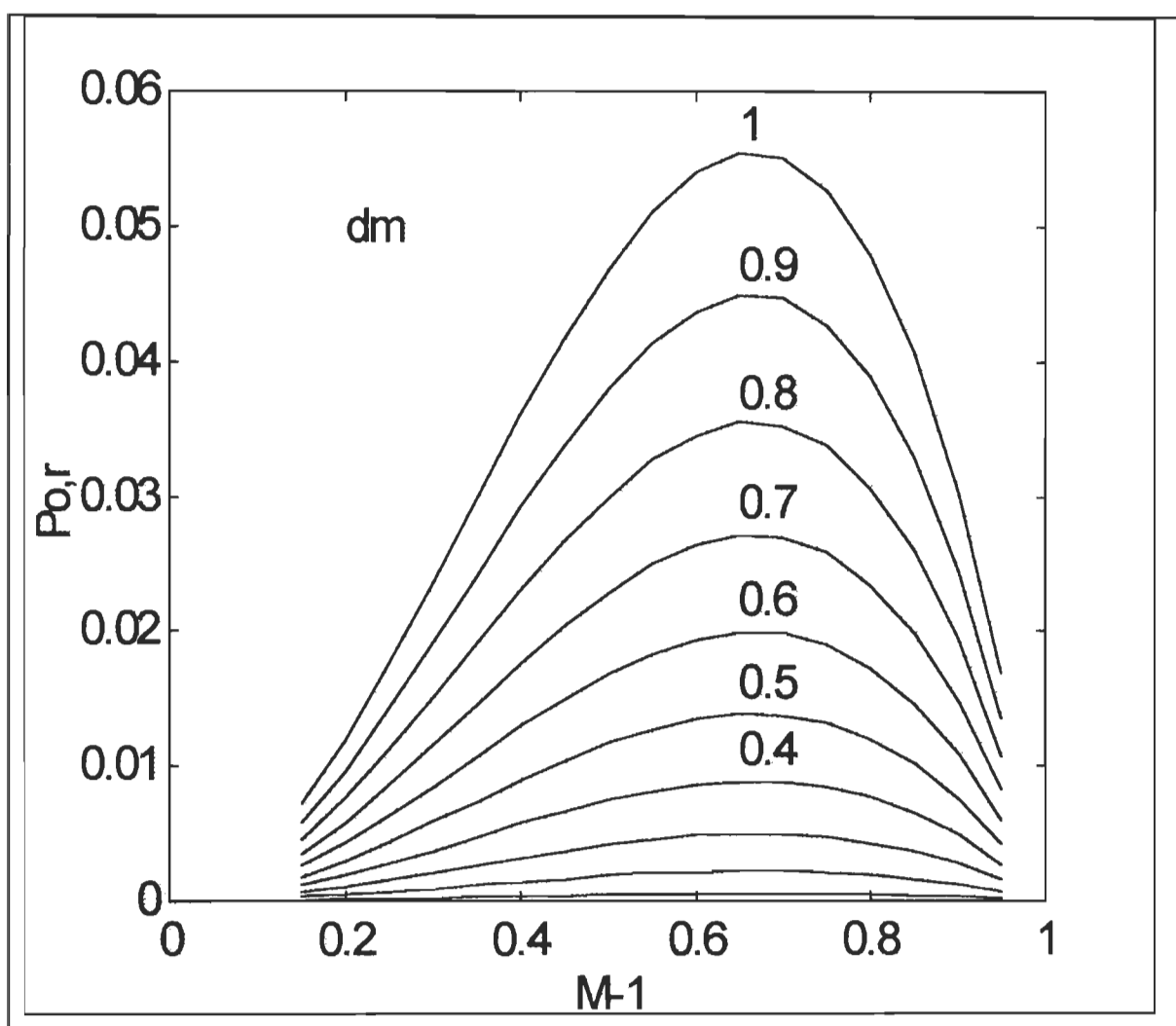


Figure 2.6: Évolution de la puissance normalisée de sortie $P_{o,r}$ en fonction de dm et M^{-1}

2.2.2.2 INDUCTANCE L_b

Le circuit doit être capable de fournir au moins la puissance requise à la charge. Ceci se traduit par l'inégalité:

$$P_{o,r} * P_n \geq P_{o_{charge}} \quad (2.36)$$

En remplaçant P_n selon (2.14) et (2.13), on déduit:

$$L_b \leq \frac{2}{3} * V_o^2 * T_c * \frac{P_{o,r}}{P_{o_{charge}}} \quad (2.37)$$

Nous faisons, pour la suite, l'hypothèse que l'inductance L_b est choisie égale à 90% de sa valeur maximale:

$$L_b = \frac{9}{10} * L_{b,max} = \frac{3}{5} * V_o^2 * T_c * \frac{P_{o,r}}{P_{o_{charge}}} \quad (2.38)$$

2.2.2.3 MINIMISATION DE LA CONTRAINTE TOTALE SUR LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE (CTSC)

En introduisant (2.38) dans (2.23) et dans (2.24), on exprime CTSC et F_{CTSC} en fonction de d , M et $P_{o,r}$:

$$CTSC = \left(\frac{5}{3\sqrt{3}} * P_{o_{charge}} \right) * \left(\frac{d}{M * P_{o,r}} \right) \quad (2.39)$$

$$F_{CTSC} = \left(\frac{5}{3} * \frac{P_{o_{charge}}}{V_o^2 * T_c} \right) * \left(\frac{d}{M * P_{o,r}} \right) = 840 * \left(\frac{d}{M * P_{o,r}} \right) \quad (2.40)$$

En substituant dans (2.40), $P_{o,r}$ à partir de (2.32) et (2.31), d à partir de (2.35), puis en utilisant un logiciel tel que **Mathcad** pour faire la résolution numérique (voir contenu du fichier en annexe), on peut tracer, en fonction de d_m et M^{-1} , l'évolution du facteur F_{CTSC}

(figure 2.7) que nous désignerons pour la suite “ Facteur de Contrainte Totale sur les Semi-Conducteurs ”.

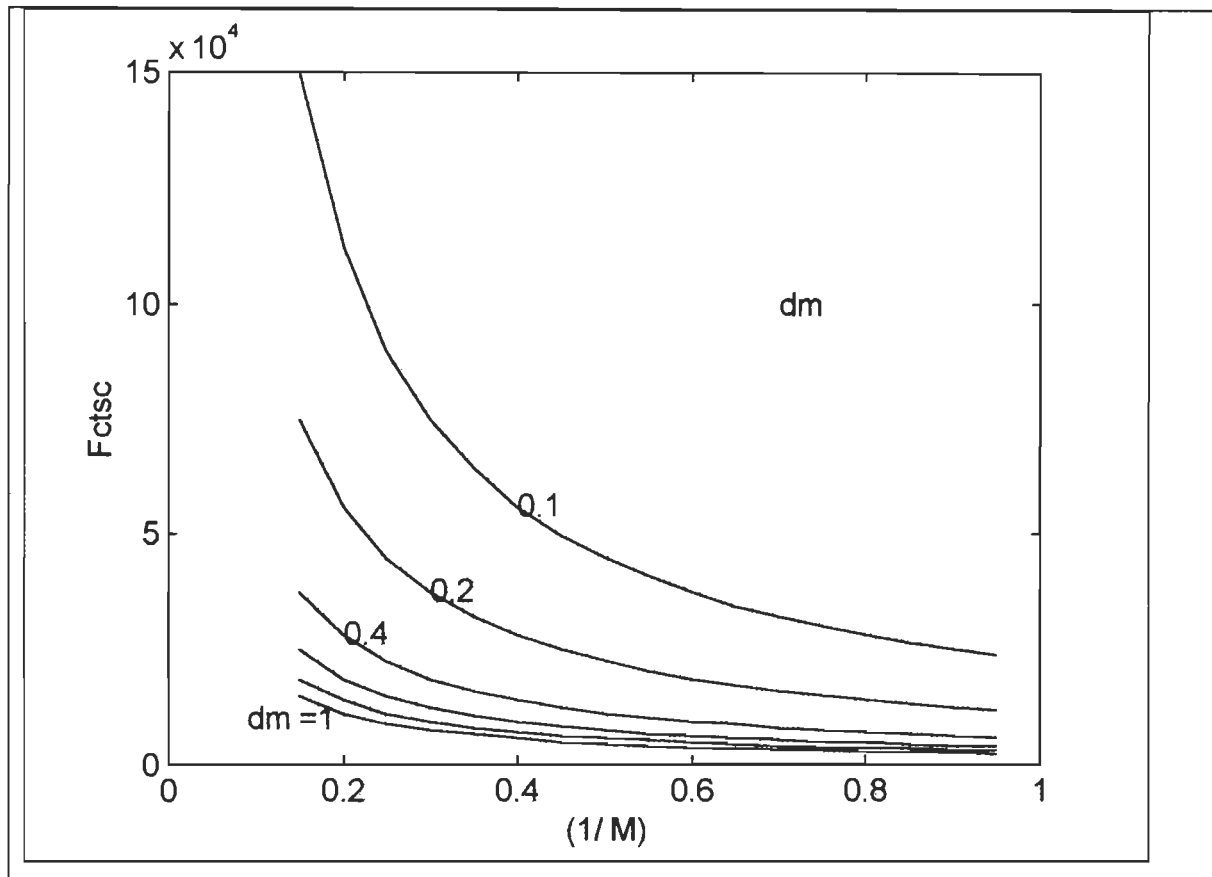


Figure 2.7 : Facteur de contrainte F_{ctsc} en fonction de dm et M^{-1}

D’après la **figure 2.7**, le facteur de contrainte F_{CTSC} , donc la contrainte CTSC diminue lorsque dm augmente; la CTSC minimale correspondrait donc au fonctionnement à la limite de la discontinuité et de la continuité ($dm = 1$) du courant. Par ailleurs, la CTSC diminue lorsque M^{-1} augmente; la CTSC minimale correspondrait ainsi à une conversion de l’énergie sans élévation de la tension ($M^{-1} = 1$).

Cependant, ces choix de $dm = 1$ et $M^{-1} = 1$ ne sont pas pratiques pour deux raisons principales:

- Il faut être certain de fonctionner en mode courant discontinu ($dm < 1$);
- Il faut aussi fonctionner en élévateur.

En observant, l'évolution des courbes du F_{CTSC} , un choix judicieux est :

$$dm = \frac{9}{10} \quad \text{et} \quad M^{-1} = \frac{1}{2} \quad (2.41)$$

On déduit, respectivement, des égalités (2.40), (2.15), (2.35), (2.38) et de la **figure 2.6** que:

$$F_{CTSC} = 840 * \left(\frac{d}{M * P_{O,r}} \right) = 840 * \frac{0.9}{2 * 0.041} = 9.22 \text{ K.H}^{-1} \quad (2.42)$$

$$\hat{V}_{an} = \frac{Vo}{\sqrt{3}M} = \frac{200}{\sqrt{3} * 2} = 57.735 \text{ V} \quad (2.43)$$

$$d = dm * \frac{M-1}{M} = 0.9 * \frac{2-1}{2} = 0.45 \quad (2.44)$$

$$Lb = \frac{3}{5} * 200^2 * \frac{1}{20160} * \frac{0.041}{1000} = 48.810 * 10^{-6} \text{ H} \quad (2.45)$$

2.2.3 FILTRE D'ENTRÉE (Ci, Li)

Le filtre d'entrée vise à éliminer les courants en hautes fréquences; mais il devrait être calculé pour ne pas engendrer un grand déphasage (ϕ_1) entre la tension de phase et le courant fondamental de ligne. La **figure 2.8a** représente le schéma du filtre alors que, la **figure 2.8b** est la représentation dans le plan complexe des variables indiquées sur la **figure 2.8a**. De la **figure 2.8b** on déduit l'égalité:

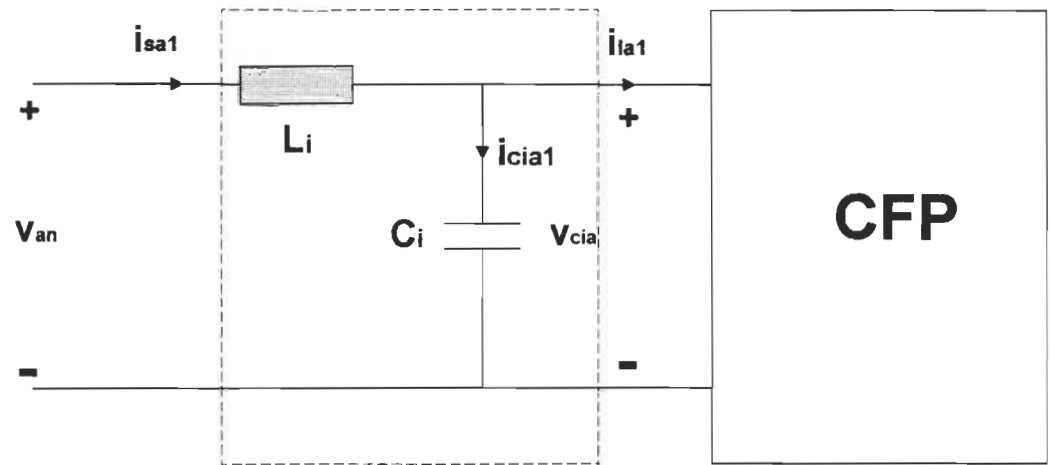


Figure 2.8a: Variables considérées pour le calcul du filtre d'entrée [26].

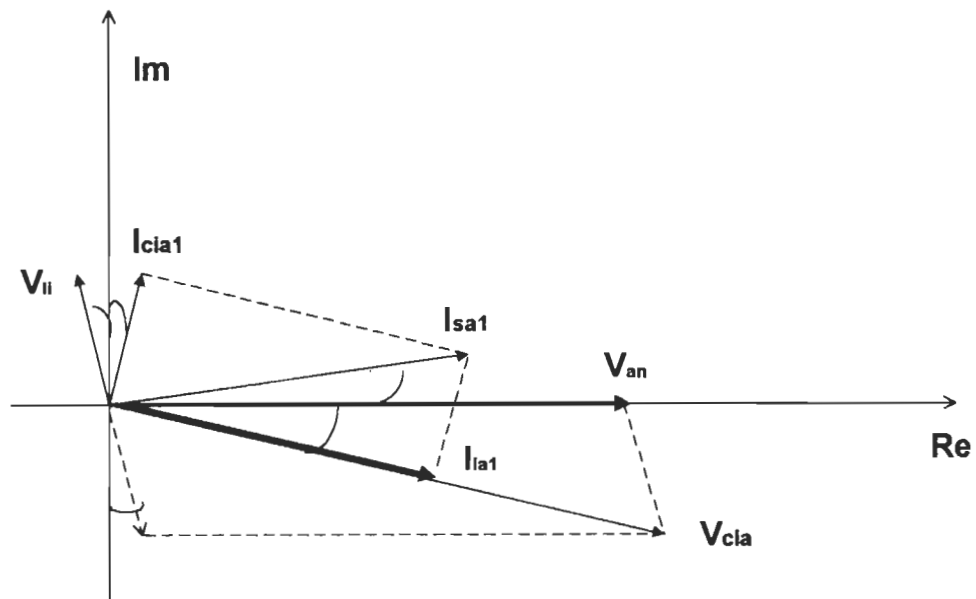


Figure 2.8b: Représentation des variables dans le plan complexe pour le calcul du filtre d'entrée.

$$\sin(\phi_1 + \alpha) = \frac{\hat{I}_{cia1}}{\hat{I}_{sa1}} = \frac{C_i * \hat{V}_{cia} * \omega}{\hat{I}_{sa1}} \quad \text{où } \omega \text{ est la pulsation du réseau.} \quad (2.46)$$

Pour une valeur maximale imposée $(\phi_1 + \alpha)_{\max}$ dans le premier quadrant, la valeur maximale du condensateur du filtre d'entrée doit respecter l'égalité:

$$Ci_{\max} = \frac{\hat{I}_{sa1}}{\hat{V}_{cia} * \omega} * \sin(\phi_1 + \alpha)_{\max} \quad (2.47)$$

En faisant l'hypothèse que la chute de tension aux bornes de l'inductance L_i du filtre d'entrée est négligeable, α devient négligeable et \hat{V}_{cia} devient égale à \hat{V}_{an} . Alors l'égalité (2.47) est équivalente à:

$$Ci_{\max} = \frac{\hat{I}_{sa1}}{\hat{V}_{an} * \omega} * \sin(\phi_{1,\max}) \quad (2.48)$$

Ainsi pour un facteur de déplacement minimal imposé:

$$FDe_{\min} = \cos(\phi_{1,\max}) \quad (2.49)$$

on déduit de (2.48) :

$$Ci_{\max} = \frac{\hat{I}_{sa1}}{\hat{V}_{an} * \omega} * \sin(\cos^{-1}(FDe_{\min})) \quad (2.50)$$

Signalons que l'égalité (2.50) est rigoureusement vraie, comparée à l'égalité (4) de la référence [26]. Cependant, les deux égalités deviennent équivalente lorsque le déplacement $\phi_{1,\max}$ est très petit tel que son sinus se confonde à sa tangente.

La puissance active triphasée P_{in} à l'entrée du convertisseur est donnée par:

$$P_{in} = \frac{3}{2} * \hat{I}_{sa1} * \hat{V}_{an} \quad (2.51)$$

En négligeant les pertes énergétiques à l'intérieur du circuit, la puissance triphasée d'entrée P_{in} est égale à la puissance de sortie P_o . On en déduit la valeur maximale du courant

fondamental de ligne:

$$\hat{I}_{sa1} = \frac{2}{3} * \frac{Po}{\hat{V}_{an}} = \frac{2}{3} * \frac{1000}{57.735} = 11.547 \text{ A} \quad (2.52)$$

Imposons un facteur de déplacement minimal:

$$FDe_{\min} = 0.9999 \quad (2.53)$$

soit un angle de déplacement maximal:

$$\phi_1 = 0.81 \text{ degré} \quad (2.54)$$

Afin de tenir compte des pertes énergétiques, nous utiliserons un condensateur de capacité égale à 90% de sa valeur maximale:

$$Ci = \frac{9}{10} * Ci_{\max} = \frac{9}{10} * \frac{11.547}{57.735 * 2\pi * 60} * \sin(\cos^{-1}(0.9999)) = 6.75 * 10^{-6} \text{ Farad} \quad (2.55)$$

En choisissant pour le filtre, une pulsation de coupure:

$$\omega_{\infty} = \frac{1}{10} * \omega_c \text{ où } \omega_c \text{ est la pulsation de commutation} \quad (2.56)$$

on calcule l'inductance du filtre:

$$Li = \frac{1}{Ci * (\omega_{\infty})^2} = \frac{1}{6.75 * 10^{-6} * (2016 * 2\pi)^2} = 923.4 * 10^{-6} \text{ H} \quad (2.57)$$

2.2.4 FILTRE DE SORTIE

Le filtre de sortie est calculé selon la référence [27]:

$$C_o = \frac{1}{R_o * \omega_{\infty}} \quad (2.58)$$

$$L_o = 2 * \frac{R_o}{\omega_{\infty}} \quad (2.59)$$

où ω_{∞} est la fréquence de coupure du filtre de sortie.

2.2.5 INTERRUPTEUR Q : $V_{Q,\max}$; $I_{Q,\max}$; $I_{Q,\text{eff}}$

2.2.5.1 TENSION MAXIMALE AUX BORNES DE L'INTERRUPTEUR Q

Elle est obtenue directement avec les séquences de fonctionnement du circuit:

$$V_{Q,\max} = V_o \quad (2.60)$$

2.2.5.2 COURANT MAXIMAL TRAVERSANT L'INTERRUPTEUR Q

L'évolution du courant à travers Q sur une période de commutation est montrée à la **figure 2.9**. On en déduit [25]:

$$I_{Q,\max} = I_{sa_{tm1,\max}} = \left(\frac{V_o * T_c}{\sqrt{3}} \right) * \left(\frac{d}{M * L_b} \right) \quad (2.61)$$

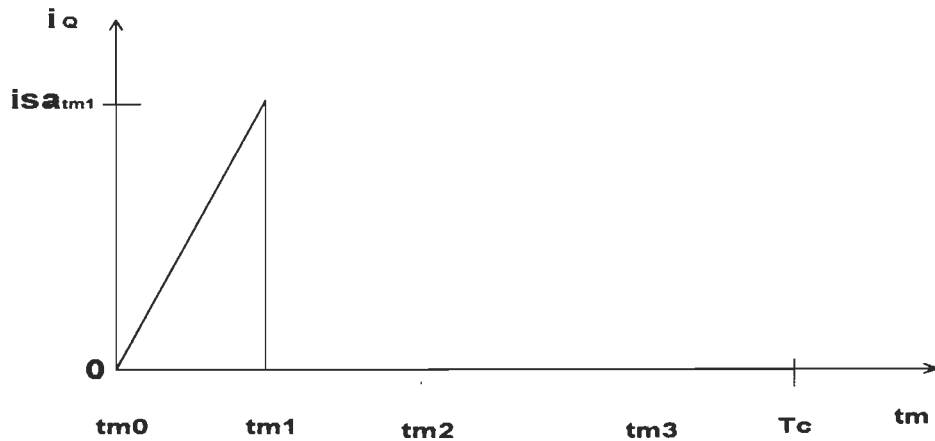


Figure 2.9: Évolution du courant à travers l'interrupteur Q sur une période de commutation

2.2.5.3 COURANT EFFICACE À TRAVERS L'INTERRUPTEUR Q

À partir de la **figure 2.9**, on a:

$$\begin{aligned}
i_Q &= \frac{Isa_{tm1}}{tm1} * tm && \text{pour } tm \in [0, tm1] \text{ et} \\
i_Q &= 0 && \text{pour } tm \in]tm1, Tc]
\end{aligned} \tag{2.62}$$

où Isa_{tm1} est donné par l'égalité (2.27).

En substituant dans (2.62), Isa_{tm1} à partir de (2.27) et $tm1$ à partir de (2.16), on a:

$$\begin{aligned}
i_Q &= \frac{Vo}{\sqrt{3}M * Lb} * \cos(\varphi) * tm && \text{pour } tm \in [0, tm1] \text{ et} \\
i_Q &= 0 && \text{pour } tm \in]tm1, Tc]
\end{aligned} \tag{2.63}$$

Le courant efficace est donné selon l'article [25] par:

$$I_{Q,eff} = \left[\frac{6}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \left[\frac{1}{Tc} \int_0^{Tc} i_Q^2(\varphi, tm) dtm \right] d\varphi \right]^{\frac{1}{2}} \tag{2.64}$$

En introduisant (2.63) dans (2.64) et en intégrant, on obtient:

$$I_{Q,eff} = \left[\left(\frac{1}{18} + \frac{\sqrt{3}}{12\pi} \right) (Vo * Tc)^2 \left(\frac{1}{M * Lb} \right)^2 * d^3 \right]^{\frac{1}{2}} \tag{2.65}$$

2.2.6 DIODE Db: $V_{Db,max}$; $I_{Db,max}$; $I_{Db, moy}$

2.2.6.1 TENSION INVERSE MAXIMALE AUX BORNES DE LA DIODE Db

Compte tenu des séquences de fonctionnement du circuit considéré, on a:

$$V_{Db,max} = Vo \tag{2.66}$$

2.2.6.2 COURANT MAXIMAL À TRAVERS LA DIODE D_b

Le courant maximal à travers D_b est:

$$I_{D_b, \max} = I_{Q, \max} \quad (2.67)$$

2.2.6.3 COURANT MOYEN À TRAVERS LA DIODE D_b

Le courant moyen à travers D_b est:

$$I_{D_b, \text{moy}} = I_n * I_{D_b, \text{moy}, r} \quad (2.68)$$

où I_n est défini par l'égalité (2.13), $I_{D_b, \text{moy}, r}$ est défini par l'égalité (2.32) et peut être lu sur la figure 2.6.

2.2.6.4 DIODES DU PONT REDRESSEUR: $V_{D_i, \max}$; $I_{D_i, \max}$; $I_{D_i, \text{moy}}$

En tenant compte de la configuration du circuit et des séquences de fonctionnement, on a:

$$V_{D_i, \max} = V_o \quad (2.69)$$

$$I_{D_i, \max} = I_{Q, \max} \quad (2.70)$$

$$I_{D_i, \text{moy}} = \frac{1}{3} (I_{Q, \text{moy}} + I_{D_b, \text{moy}}) \quad (2.71)$$

où $i = 1, 2, \dots, 6$

2.3 RÉSULTATS DE SIMULATION

Les simulations ont été effectuées avec le logiciel SIMULINK. Les résultats de simulation sont présentés de façon à mettre en évidence l'influence de l'interrupteur commandable, du filtre de sortie et du filtre d'entrée, dans la topologie considérée. À cet

effet, les configurations de topologies simulées sont les suivantes:

- **cas21:** Redresseur classique triphasé en pont de diodes débitant directement sur une charge résistive en absence de l'étage élévateur (c'est-à-dire sans interrupteur commandable, inductances L_b , diode D_b et condensateur de sortie);
- **cas22:** CFP sans filtre d'entrée avec filtre de sortie Co.
- **cas23:** CFP sans filtre d'entrée avec filtre de sortie en Π , Co-Lo-Co;
- **cas24:** CFP avec filtre d'entrée et avec filtre de sortie Co;
- **cas25:** CFP avec filtre d'entrée et avec filtre de sortie en Π , Co-Lo-Co.

L'influence de l'interrupteur commandable est mise en évidence en comparant les résultats de simulation de cas21 et cas22.

L'influence du filtre de sortie est ressortie par les comparaisons entre cas22 et cas23 puis entre cas24 et cas25.

Quant à l'influence du filtre d'entrée , elle apparaît dans les comparaisons entre cas22 et cas24 puis entre cas23 et cas25.

Les courbes sont montrées seulement pour les configurations cas24 et cas25 afin d'alléger le rapport. Cependant, dans le **tableau 2.2**, comparatif des CHD, THD et FP tous les cas simulés sont considérés. Les **figures 2.10 à 2.12** présentent, respectivement, pour le cas24, la superposition tension de phase et courant de ligne; le spectre du courant de ligne et le courant à travers l'inductance L_b . Les **figures 2.13 à 2.15** correspondent plutôt au cas25.

Les formules utilisées pour calculer les CHD, le THD et le FP sont présentées en annexe.

Les valeurs numériques utilisées pour les simulations sont:

$P_o = 1000 \text{ W}$; $V_o = 200 \text{ V}$; $f_c = 20160 \text{ Hz}$; $f = 60 \text{ Hz}$; $R_o = 40 \text{ } \Omega$; $L_b = 48 \text{ } \mu\text{H}$; $L_i = 970 \text{ } \mu\text{H}$;
 $C_i = 4.7 \text{ } \mu\text{F}$; $C_o = 1 \text{ mF}$ (cas22 et cas24); $C_o = 1 \text{ mF}$; $L_o = 100 \text{ mH}$ (cas23 et cas25) ;
 $d = 0.45$; $V_{an} = 40.8 \text{ V}$.

2.3.1 ÉTUDE DE CAS24

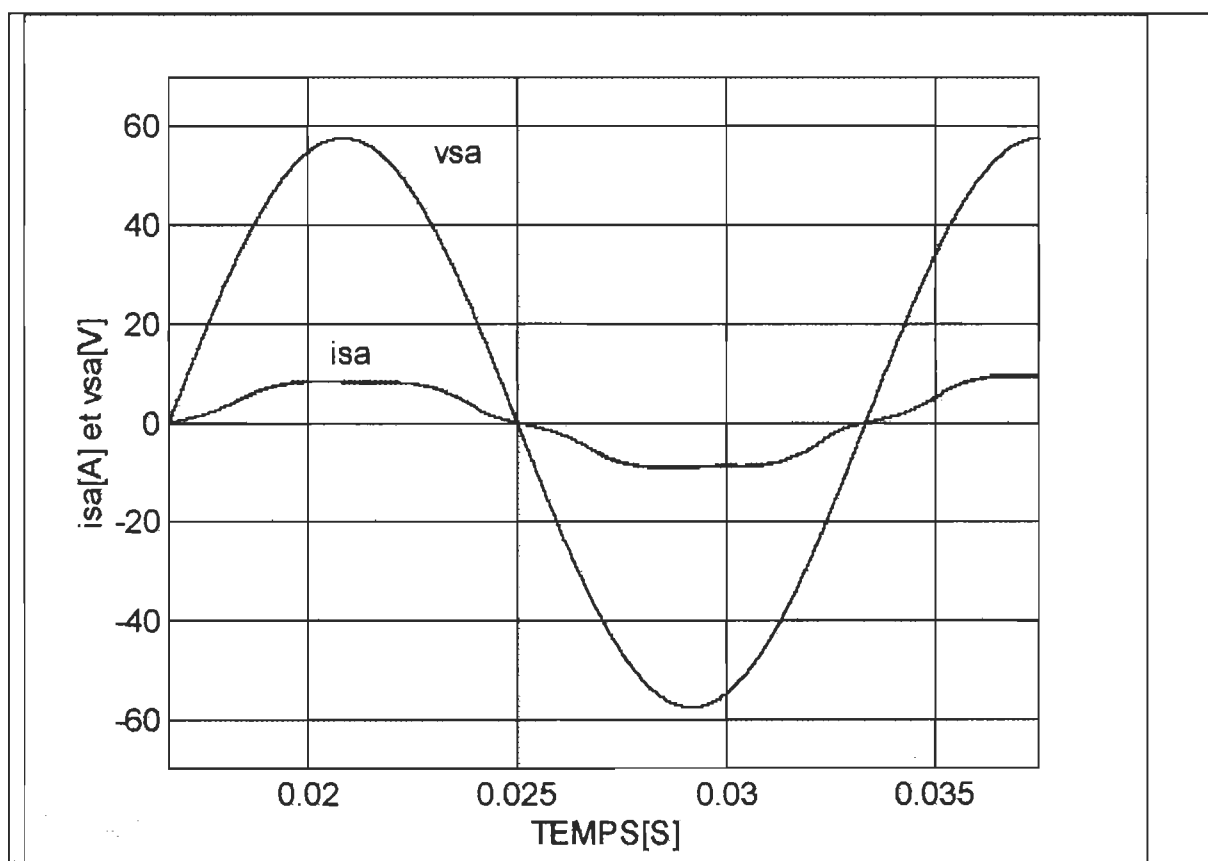


Figure 2.10: Courant de ligne et tension de phase superposés (cas24).

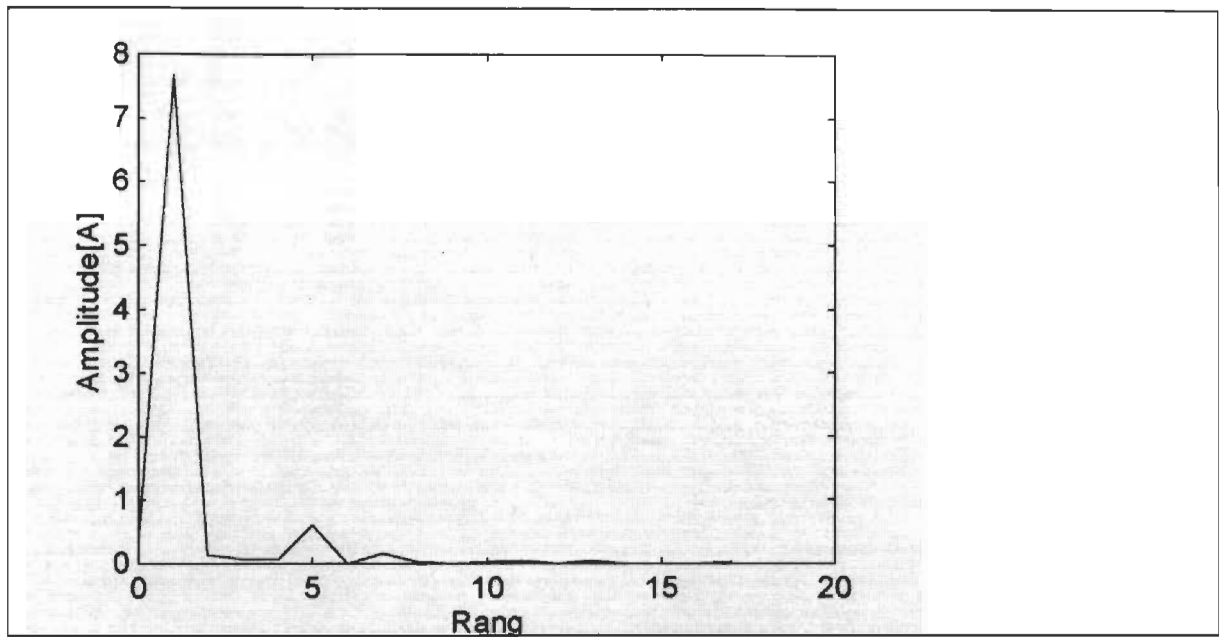


Figure 2.11: Spectre du courant de ligne (cas 24).

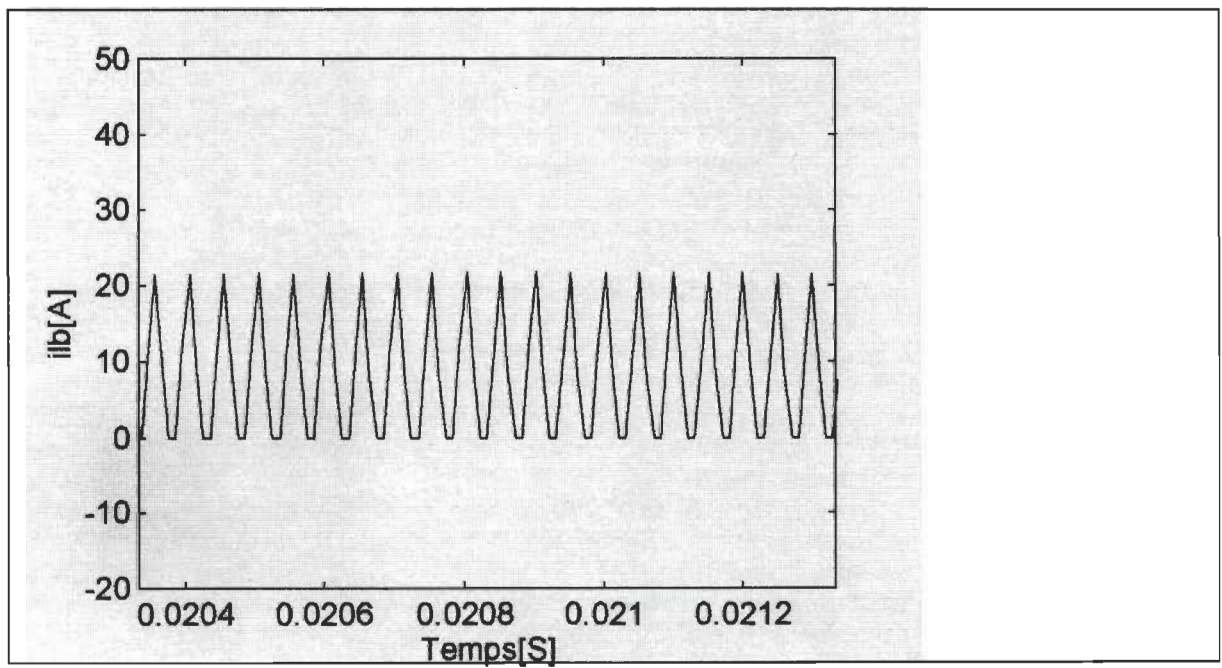


Figure 2.12: Courant dans l'inductance L_b (cas24).

2.3.2 ÉTUDE DE CAS25

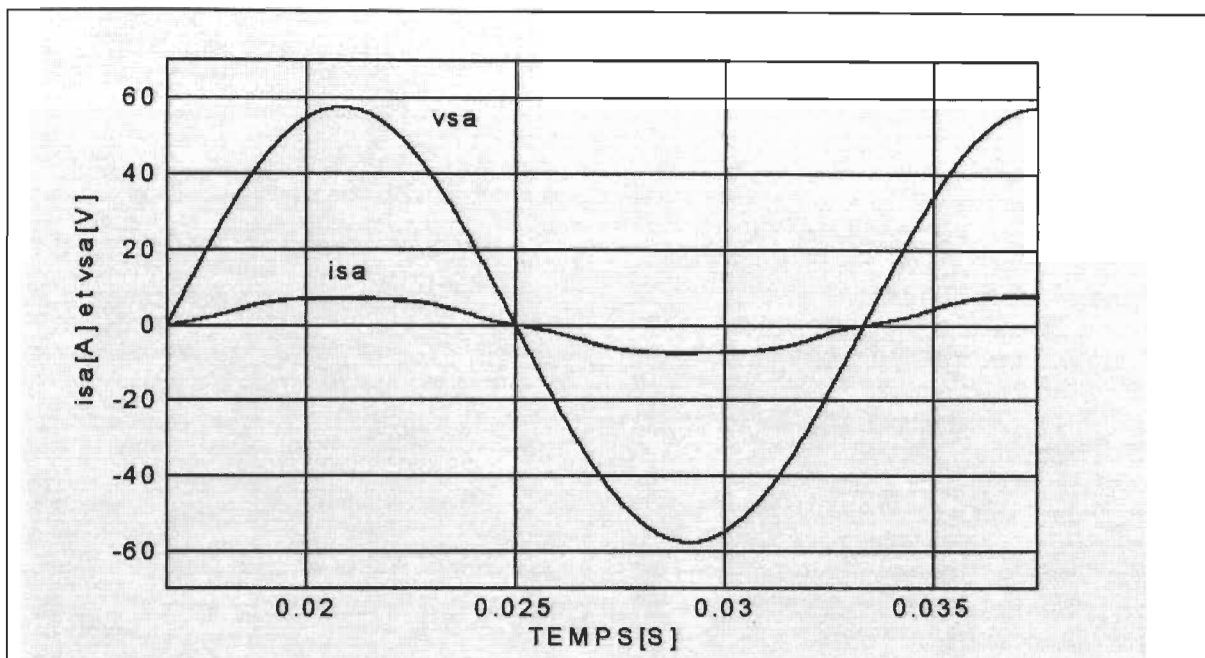


Figure 2.13: Courant de ligne et tension de phase superposés (cas25).

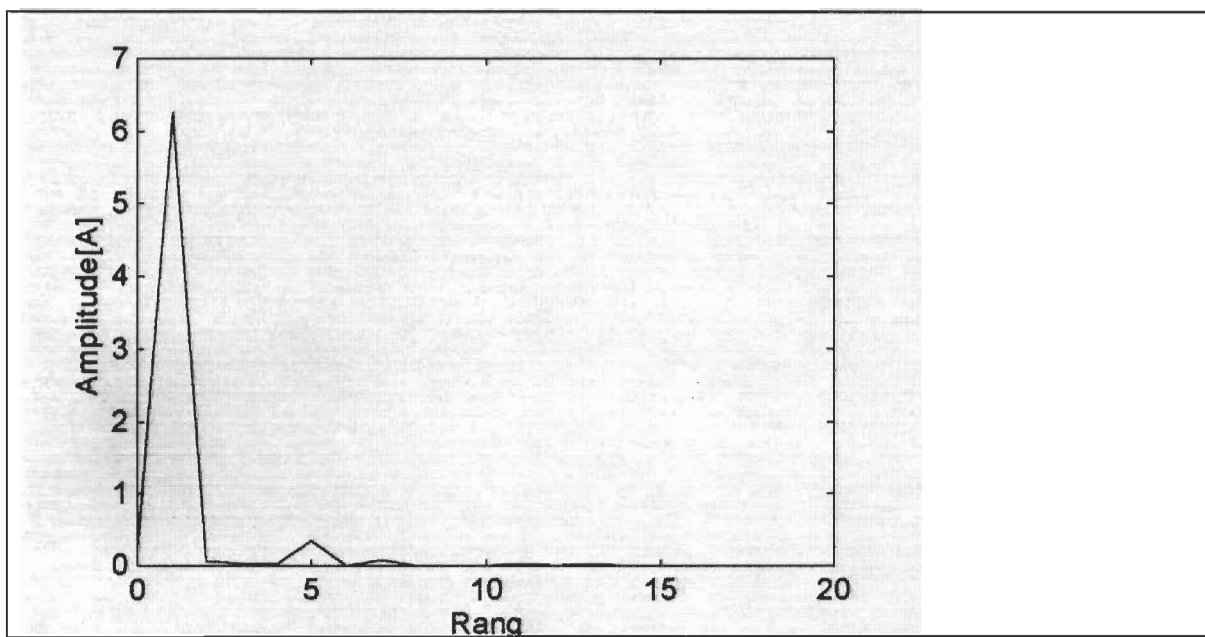


Figure 2.14: Spectre du courant de ligne (cas 25).

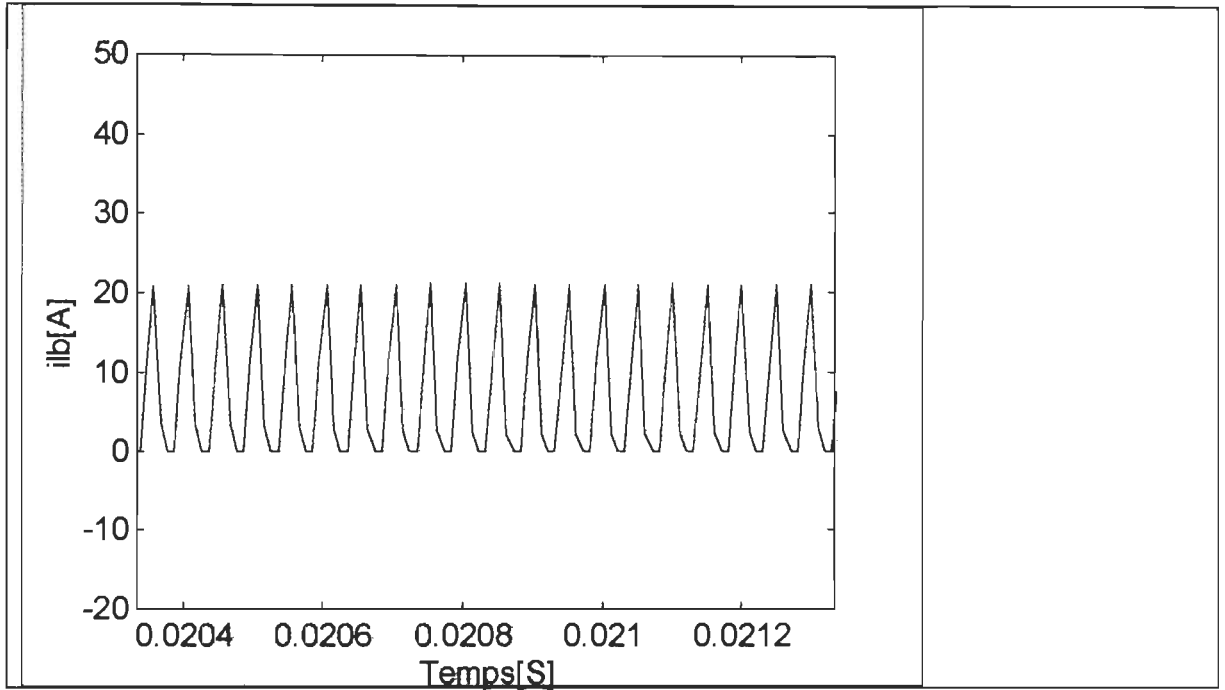


Figure 2.15: Courant dans l'inductance L_b (cas25); voir aussi la figure 2.3.

2.3.3 COMPARAISON DES DIFFÉRENTS CAS

Pour interpréter judicieusement les résultats des différents cas considérés, il est reproduit au **tableau 2.1** les limites des CHD et THD selon la norme IEEE Std 519. Ces limites dépendent du point de connexion, du convertisseur, communément appelé point de couplage commun (PCC) [3]. Ce dernier est caractérisé par le rapport de court-circuit (RCC) défini par l'égalité (2.65).

$$RCC = \frac{I_{sc}}{I_1} \quad (2.65)$$

$$I_{sc} = \frac{V_{pcc}}{\left| Z_{pcc}^+ \right|} \quad (2.66)$$

où I est la fondamentale du courant de ligne; I_{sc} est le courant de court-circuit au PCC et Z_{pcc}^+ est l'impédance en séquence positive ou l'impédance équivalente de Thévenin du réseau vu du PCC.

Le tableau 2.2 présente les comparaisons des coefficients de distorsion harmonique (CHD), des taux de distorsion harmonique (THD) et des facteurs de puissance (FP) entre les différents cas de topologies simulées.

Tableau2.1 : Limites des coefficients de distorsion harmonique et du taux de distorsion harmonique selon la norme IEEE Std 519 [3].

Coefficient harmonique de distorsion CHD en %					
RCC	Rang de l'harmonique				THD en %
	<11	11-22	23-35	>35	
<20	4.0	1.5	1.0	0.5	5
20-49.9	7.0	2.5	1.5	0.8	8
50-99.9	10.0	4.0	2.0	1.2	12
100-999	12.0	5.0	2.5	1.5	15
>1000	15.0	8.0	4.0	1.8	20

Tableau 2.2 : Coefficients de distorsion harmonique, taux de distorsion harmonique et facteur de puissance pour les différents cas simulés.

cas	Coefficient harmonique de distorsion en %															THD en %	FP
	Rang de l'harmonique																
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15		
21	100	0.10	0.08	0.10	22.66	0.02	11.27	0.08	0.07	0.09	9.07	0.01	6.40	0.08	0.07	27.64	0.9639
22	100	1.11	0.62	0.50	5.94	0.30	1.99	0.39	0.30	0.29	0.96	0.13	0.54	0.19	0.18	6.55	0.9979
23	100	1.91	1.42	0.59	5.77	0.39	2.01	0.17	0.16	0.07	0.75	0.02	0.56	0.01	0.04	6.67	0.9978
24	100	0.30	0.22	0.22	5.76	0.10	1.68	0.06	0.03	0.04	0.23	0.03	0.13	0.07	0.02	6.02	0.9982
25	100	0.86	0.43	0.43	5.61	0.09	1.42	0.12	0.06	0.06	0.32	0.02	0.31	0.05	0.02	5.89	0.9983

cas21: Redresseur classique; **cas22:** CFP sans (Li , Ci) et avec Co; **cas23:** sans (Li , Ci) et avec Co-Lo-Co; **cas24:** avec (Li, Ci) et avec Co; **cas25:** avec (Li, Ci) et avec Co-Lo-Co.

2.4 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION

Les courbes présentées pour les deux derniers cas (cas24 et cas25) nous indiquent que:

- le courant de ligne est sinusoïdal et en phase avec la tension de phase (figures 2.10 et 2.13);
- les harmoniques 5 et 7 ne sont pas éliminées de ces topologies (figures 2.11 et 2.14);
- le fonctionnement en mode discontinu a été obtenu (figure 2.12 et 2.15).

D'après les tableaux 2.1 et 2.2, le redresseur triphasé classique en pont de diodes débitant directement sur une charge résistive (cas21) n'est acceptable à aucun endroit d'un réseau d'énergie électrique car son taux de distorsion harmonique (THD) est supérieur à 20%. Tandis que toutes les autres topologies (cas 22 à 25) sont admissibles partout où le rapport de court-circuit (RCC) est supérieur à 20. L'harmonique 5 est prépondérante dans toutes ces topologies et apparaît ainsi inhérente à ces configurations de correcteur de facteur de puissance.

L'introduction de la commutation à haute fréquence avec le seul interrupteur commandable réduit le THD de 76.3 % (en comparant cas21 et cas22 au tableau 2.2).

En utilisant le filtre en Π Co-Lo-Co à la sortie, on diminue l'amplitude de l'harmonique 5 (en comparant cas22 et cas23 puis cas24 et cas25); mais le THD est relativement légèrement supérieur en absence de filtre d'entrée (cas22 et cas23). On peut dire que le filtre en Π prélève de l'harmonique 5 pour en répartir sur d'autres harmoniques.

Cependant, l'action conjuguée du filtre en Π et du filtre d'entrée permet de réduire et l'harmonique 5 et le THD (cas 24 et cas25).

Quant à l'influence du filtre d'entrée, il permet non seulement de réduire l'amplitude de l'harmonique 5, mais aussi le THD (comparant cas22 et cas24 puis cas23 et cas25). Cependant le rôle principal et important du filtre d'entrée qui n'est pas visible sur le tableau 2.2 est qu'il élimine les bruits en hautes fréquences du courant de ligne, empêchant ainsi les interférences électromagnétiques en hautes fréquences.

2.5 CONCLUSION PARTIELLE

Dans ce chapitre, nous avons étudié et simulé une topologie triphasée économique de correcteur de facteur de puissance: celle de A. R. Prasad et al. [14] avec inductances du côté alternatif. Cette topologie est économique par rapport aux autres avec plusieurs interrupteurs. Lors de l'étude, il a été proposé une procédure de calcul des composants pour minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs de puissance. Les résultats de simulation ont été présentés de manière à mettre en évidence l'influence du seul interrupteur commandable dans la topologie, du filtre d'entrée et du filtre de sortie. L'utilisation d'un filtre en Π à la sortie au lieu d'un seul condensateur permet de diminuer l'amplitude de l'harmonique 5 prépondérante et de réduire le taux de distorsion harmonique. Cependant, on devrait évaluer le gain économique dû à cette réduction d'harmonique par rapport au coût supplémentaire dû à l'utilisation d'une inductance et d'un condensateur additionnels pour le filtre de sortie.

3. CHAPITRE 3: **ÉTUDE ET SIMULATION D'UNE TOPOLOGIE TRIPHASÉE DE CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE ET AVEC INDUCTANCE DU CÔTÉ CONTINU**

Résumé: Le travail effectué présente le fonctionnement, les équations différentielles, le calcul des composants et la simulation de la topologie considérée. L'apport personnel dans ce chapitre se situe au niveau de cinq points:

- 1- la proposition de modèle équivalent monophasé pour faciliter le calcul des composants de la topologie triphasée;
- 2- l'élaboration d'une approche analytique complète de calcul des composants avec le modèle équivalent monophasé;
- 3- l'approche proposée pour le calcul des composants permet de minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs;
- 4- la présentation des résultats de simulation met en évidence la contribution de l'interrupteur commandable, du filtre d'entrée et du filtre de sortie dans la performance globale du circuit étudié. L'attention est aussi attirée sur l'influence du filtre de sortie sur les harmoniques du courant de ligne. Par ailleurs, il est constaté une réduction de l'harmonique 5 prépondérante et du taux de distorsion harmonique par l'utilisation d'un filtre de sortie en Π au lieu d'un seul condensateur généralement utilisé.
- 5- la comparaison de la topologie étudiée dans ce chapitre à celle étudiée dans le chapitre précédent sur des aspects tels que: CHD, THD, FP, CTSC et FUSC.

3.1 FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT

La topologie de correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable étudiée est celle de M. Tou et al [13] montrée à la figure 1.2b et reprise à la **figure 3.1**. L'inductance, dans cette topologie, se trouve du côté continu.

Hypothèses :

H31 : les tensions de phases sont parfaitement sinusoïdales et équilibrées:

H32 : la fréquence de commutation est très élevée par rapport à la fréquence du réseau; les tensions de phases sont donc constantes à l'intérieur d'une période de commutation;

H33 : les inductances de filtrage sont très élevées comparées à l'inductance L_b du côté continu. L'ensemble tension de phase et inductance de filtrage est alors assimilé à une source de courant de ligne (**figure 3.3**).

H34: Il est suffisant d'étudier le fonctionnement du circuit sur un intervalle de longueur $\frac{\pi}{6}$

à cause de la symétrie qu'il présente. Nous considérons ici l'intervalle $\left[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3} \right]$ dans

lequel :

$$V_{cn} < V_{bn} < 0 < V_{an}. \quad (3.1)$$

H35: $\langle t_u \rangle$ représente dans la suite, pour cette topologie, une variable de temps local à l'intérieur d'une période de commutation T_c .

H36: On considère que juste avant l'instant initial (t_{u0}), toutes les diodes du pont redresseur sont à l'état bloqué. Les condensateurs d'entrées sont alors chargés.

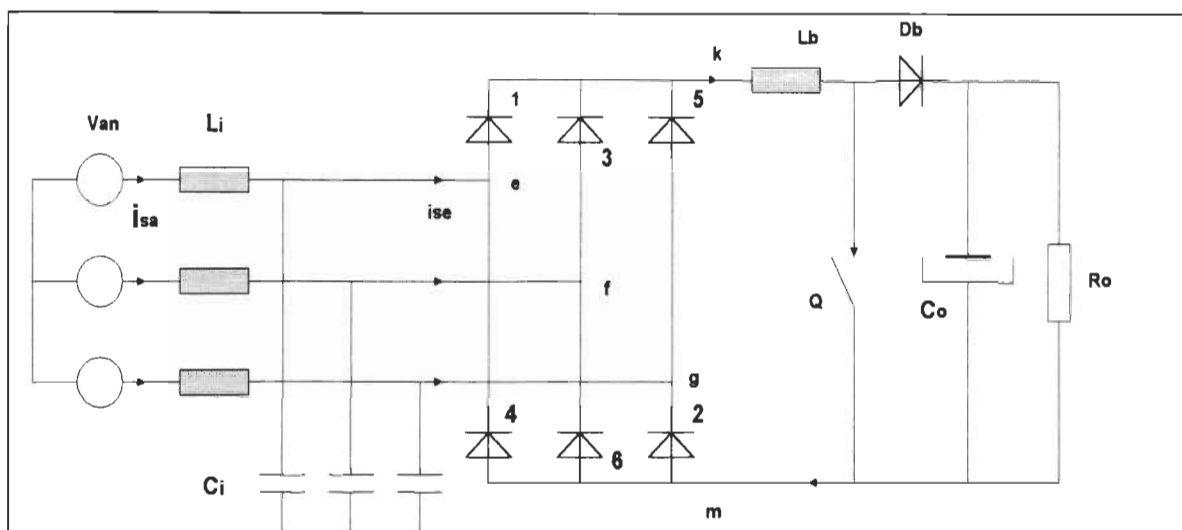


Figure 3.1: Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable et avec inductance du côté continu [13].

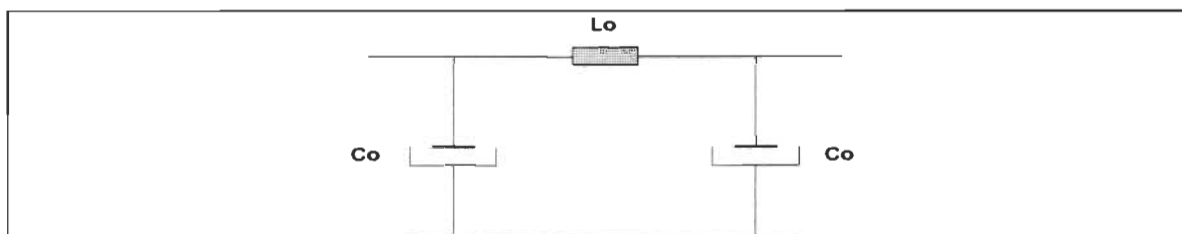


Figure 3.2 : Filtre de sortie en Π .

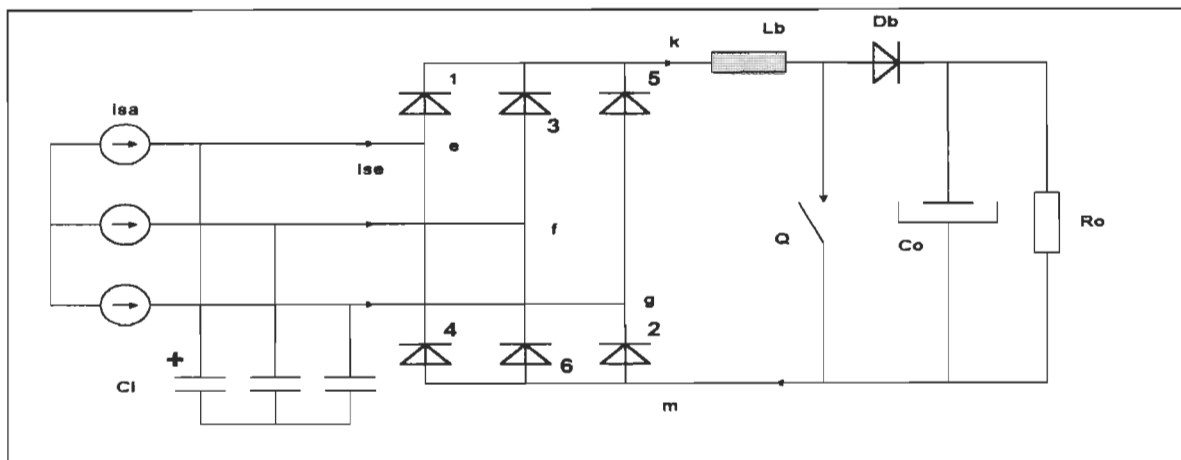


Figure 3.3 : Correcteur de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable et avec inductance du côté continu [13]: figure 2.1b simplifiée.

Considérant ces hypothèses et la **figure 3.3**, le fonctionnement du circuit est décrit comme suit:

tu0 - tu1 : À $t_u = tu0$, l'interrupteur Q est amorcé.

Alors Lb est chargée à travers les diodes 1 et 2 du pont redresseur (**figure 3.4a**) jusqu'à l'instant t_{u1} où les tensions v_{cic} et v_{cib} deviennent identiques. Les équations différentielles de

fonctionnement sont:

$$Ci^* \frac{dv_{cib}}{dt_u} = i_{sb} \quad (3.2)$$

$$Ci^* \frac{dv_{cia}}{dt_u} = i_{sa} - i_l \quad (3.3)$$

$$Ci^* \frac{dv_{cic}}{dt_u} = i_{sc} + i_l \quad (3.4)$$

$$Lb^* \frac{di_l}{dt_u} = v_{cia} - v_{cic} \quad (3.5)$$

$$Co^* \frac{dvo}{dt_u} = -\frac{vo}{Ro} \quad (3.6)$$

Ainsi, Cib continue de se charger jusqu'à l'instant t_{u1} ; Cia continue d'abord sa charge jusqu'à $i_l = i_{sa}$ et amorce alors sa décharge jusqu'à l'instant t_{u1} . Aussi Cic se charge d'abord jusqu'à $i_l = i_{sc}$ où il amorce sa décharge jusqu'à l'instant t_{u1} .

tu1 - tu2 : À t_{u1} $v_{cib} = v_{cic}$.

La diode 6 du pont redresseur se met aussi en conduction (**figure 3.4b**).

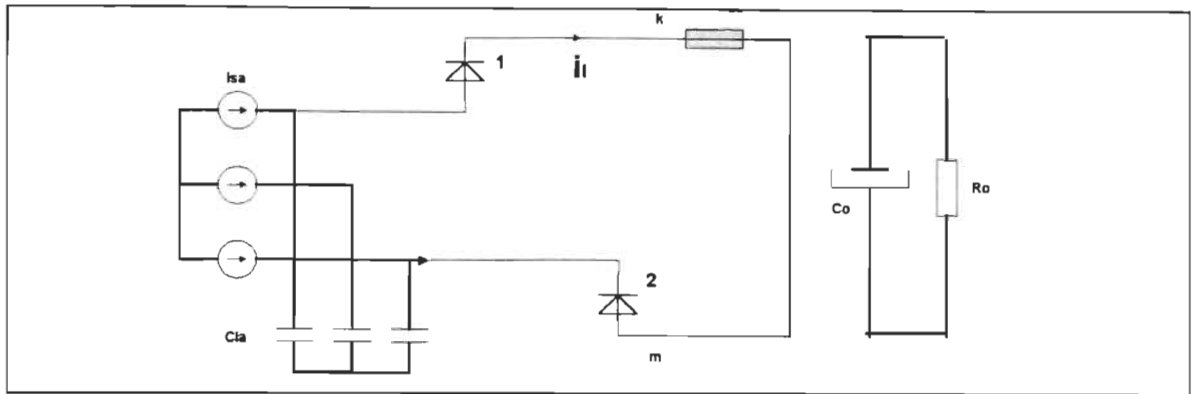


Figure 3.4a: Séquence pour l'intervalle $[tu_0, tu_1]$

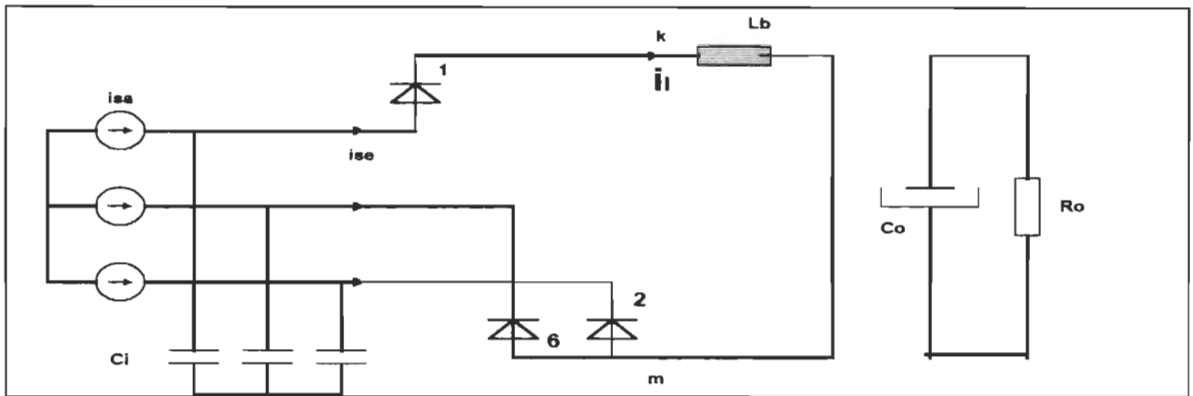


Figure 3.4b: Séquence pour l'intervalle $[tu_1, tu_2]$

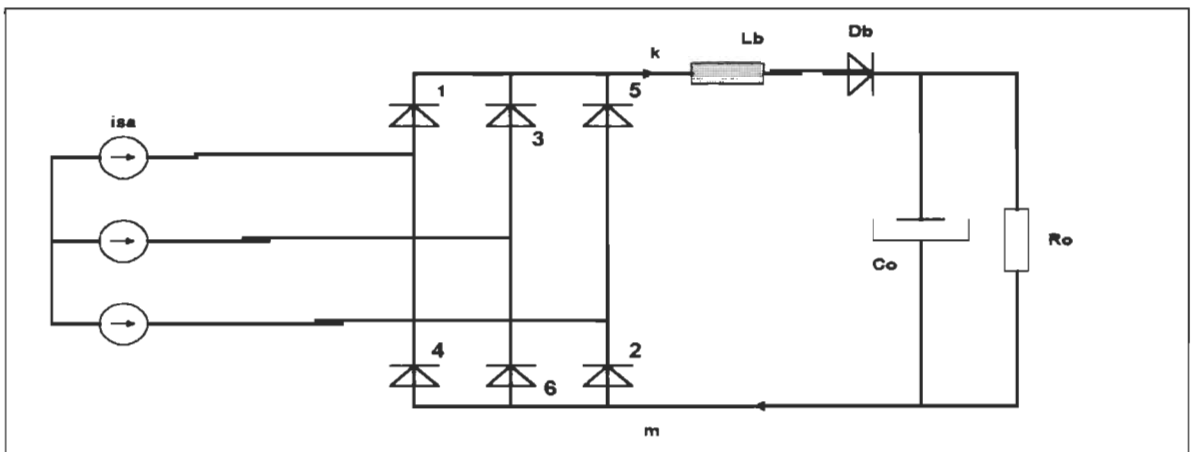


Figure 3.4c: Séquence pour l'intervalle $[tu_2, tu_3]$

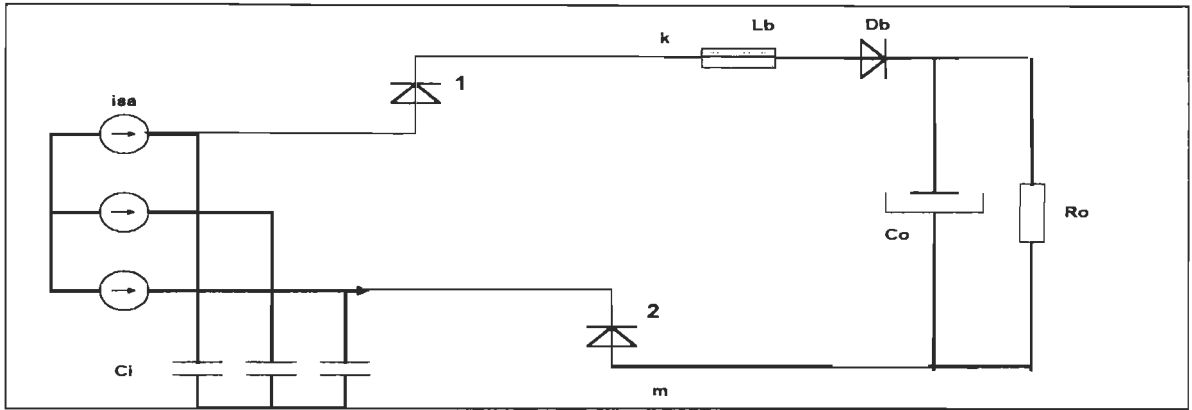


Figure 3.4d: Séquence pour l'intervalle [tu3, tu4]



Figure 3.4e: Séquence pour l'intervalle [tu4, tu5]

Figures 3.4: Séquences de fonctionnement pour la topologie avec inductance du côté continu.

L'inductance L_b continue de se charger, tandis que les condensateurs de filtrage continuent de se décharger jusqu'à tu_2 . Les équations différentielles de cette séquence sont:

$$C_i * \frac{dv_{cij}}{dt_u} = \frac{1}{2} * (i_{sb} + i_{sc} + i_l) \quad \text{avec } j \in \{b, c\}, \quad (\text{voir détail en annexe}) \quad (3.7)$$

$$C_i * \frac{dv_{cia}}{dt_u} = i_{sa} - i_l \quad (3.8)$$

$$L_b * \frac{di_l}{dt_u} = v_{cia} - v_{cic} \quad (3.9)$$

$$Co* \frac{dvo}{dt_u} = - \frac{vo}{Ro} \quad (3.10)$$

À l'instant tu_2 , les condensateurs de filtrage complètent leur décharge et toutes les diodes du pont redresseur se mettent en conduction.

tu2 - tu3 : À tu_2 $v_{cia} = v_{cib} = v_{cic} = 0$

Toutes les diodes du pont redresseur sont en conduction. Afin d'éviter la circulation en roue libre du courant, on bloque aussitôt l'interrupteur Q. Db se met alors en conduction; l'énergie dans l'inductance Lb est transférée à la charge (**figure 3.4c**) selon les équations:

$$Lb* \frac{di_l}{dt_u} = -vo \quad (3.11)$$

$$Co* \frac{dvo}{dt_u} = i_l - \frac{vo}{Ro} \quad (3.12)$$

Les tensions alternatives aux bornes des condensateurs Ci restent nulles jusqu'à tu_3 où le courant i_l est égal au courant i_{sa} .

tu3 - tu4 : À tu_3 $i_l = i_{sa}$.

La charge des condensateurs est amorcée; tandis que la décharge de Lb continue, mais seulement à travers les diodes 1 et 2 du pont redresseur (**figure 3.4d**) jusqu'à tu_4 où le courant dans Lb devient nul. Les équations différentielles de fonctionnement sont :

$$Ci* \frac{dv_{cia}}{dt_u} = i_{sa} - i_l \quad (3.13)$$

$$Ci* \frac{dv_{cib}}{dt_u} = i_{sb} \quad (3.14)$$

$$Ci* \frac{dv_{cic}}{dt_u} = i_{sc} + i_l \quad (3.15)$$

$$Lb * \frac{di_l}{dt_u} = v_{cia} - v_{cic} - v_o \quad (3.16)$$

$$Co * \frac{dvo}{dt_u} = - \frac{vo}{Ro} \quad (3.17)$$

tu4 - tu5 : À tu4 i_l s'annule et Db se bloque.

Toutes les diodes du pont redresseur se bloquent; tandis les condensateurs de filtrage se chargent linéairement (**figure 3.4e**). Les équations différentielles de fonctionnement sont:

$$Ci * \frac{dv_{cij}}{dt_u} = i_{sj} \text{ avec } j \in \{a, b, c\} \quad (3.18)$$

$$Co * \frac{dvo}{dt_u} = - \frac{vo}{Ro} \quad (3.19)$$

À l'instant tu5, l'interrupteur Q est amorcé et le cycle recommence.

3.2 MÉTHODOLOGIE DE CALCUL DES COMPOSANTS

Les équations décrivant le fonctionnement du circuit sont très complexes et il est plus judicieux d'utiliser un modèle monophasé équivalent pour le calcul de ses composants.

3.2.1 TRANSFORMATION dq APPLIQUÉE À LA TENSION D'ENTRÉE TRIPHASÉE

On considère la tension d'entrée triphasée parfaitement équilibrée:

$$v_{an} = \hat{V}_{an} * \sin(\theta) ; \quad v_{bn} = \hat{V}_{an} * \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) ; \quad v_{cn} = \hat{V}_{an} * \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.20)$$

$$\text{où } \theta \in \left[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3}\right].$$

Avec le changement de variable:

$$\theta = \varphi + \frac{\pi}{2} \quad (3.21)$$

on obtient:

$$v_{an} = \hat{V}_{an} * \cos(\varphi); \quad v_{bn} = \hat{V}_{an} * \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right); \quad v_{cn} = \hat{V}_{an} * \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.22)$$

$$\text{où } \varphi \in \left[0, \frac{\pi}{6}\right]$$

La transformation dq appliquée à ces tensions (3.22) donne:

$$\begin{bmatrix} v_{d\varphi} \\ v_{q\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\varphi) & \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

où $v_{d\varphi}$ et $v_{q\varphi}$ désignent respectivement les composantes directe et quadratique.

Le module du vecteur tension unique qui décrirait l'évolution des trois tensions est:

$$\hat{V}_{u3\varphi} = \sqrt{V_{d\varphi}^2 + V_{q\varphi}^2} \quad (3.24)$$

À $\varphi = 0$, on obtient à partir de (3.23) et (3.24):

$$v_{d0} = \hat{V}_{u3\varphi} = \frac{3}{2} \hat{V}_{an} \quad \text{et} \quad v_{q0} = 0 \quad (3.25)$$

On en conclut que les pires conditions de fonctionnement surviennent à $\varphi = 0$ ($\theta = \frac{\pi}{2}$). Le

modèle monophasé équivalent sera alors considéré à $\varphi = 0$ avec une tension continue d'entrée :

$$V_i = \frac{3}{2} \hat{V}_{an} \quad (3.26)$$

3.2.2 CIRCUIT MONOPHASÉ ÉQUIVALENT

La **figure 3.5** représente le circuit monophasé équivalent, du circuit de la **figure 3.1**, tenant compte des considérations du paragraphe précédent.

Le circuit monophasé équivalent tenant compte de l'hypothèse **H33** (équivalent de la **figure 3.3** ou **figure 3.5** simplifiée) est représenté à la **figure 3.6**.

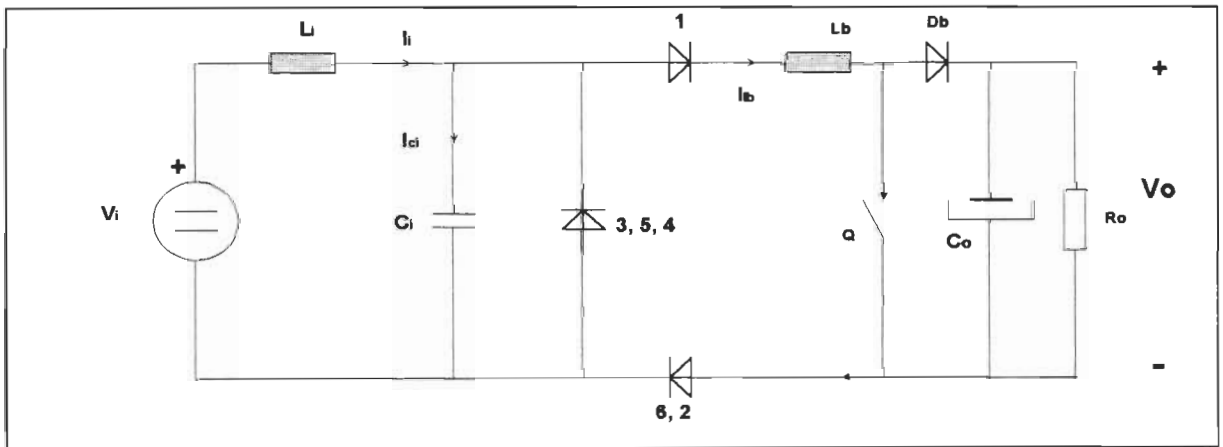


Figure 3.5 : Circuit monophasé équivalent de la topologie avec inductance du côté continu (**figure 3.1**).

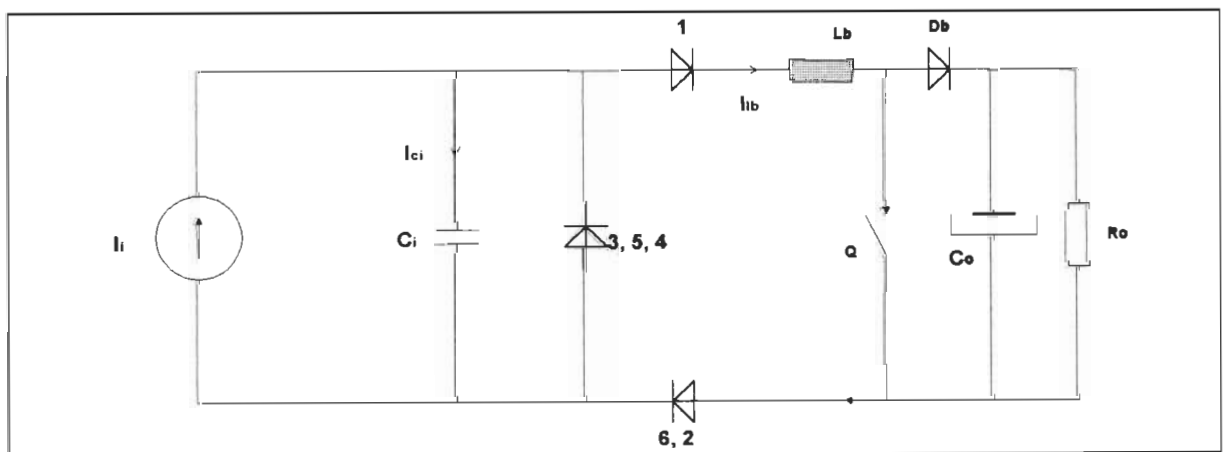


Figure 3.6 : Circuit monophasé équivalent de la topologie avec inductance du côté continu: **Figure 2.11** simplifié selon l'hypothèse **H33**

3.2.3 FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT MONOPHASÉ ÉQUIVALENT

Le fonctionnement est décrit à partir de la figure 3.6. On formule à cet effet l'hypothèse suivante:

H37: On suppose qu'avant l'instant initial, le condensateur C_i est chargé à la tension initiale V_{ci0} .

tv0 - tv1 : Q est amorcé à tv0.

L'inductance L_b est alors chargée par le condensateur C_i (figure 3.7a) jusqu'à l'instant tv1 où la tension s'annule aux bornes du condensateur. Les équations différentielles décrivant cette séquence sont:

$$C_i * \frac{dv_{ci}}{dt} = I_i - i_{L_b} \quad (3.27)$$

$$L_b * \frac{di_{L_b}}{dt_v} = v_{ci} \quad (3.28)$$

$$C_o * \frac{dvo}{dt_v} = -\frac{vo}{Ro} \quad (3.29)$$

où à partir de (3.27) et (3.28), on obtient:

$$C_i * L_b * \frac{d^2 i_{L_b}}{dt_v^2} + i_{L_b} = I_i \quad (3.30)$$

À l'instant tv1, la diode (3, 5, 4) se met à conduire et on bloque aussitôt Q.

tv1 - tv2 : à l'instant tv1, $V_{ci} = 0$, D(3,5,4) en conduction et Q bloqué

L'énergie accumulée dans l'inductance L_b est alors transférée à la charge (figure 3.7b) jusqu'à l'instant tv2 où le courant dans L_b égale le courant de source I_i . Les équations

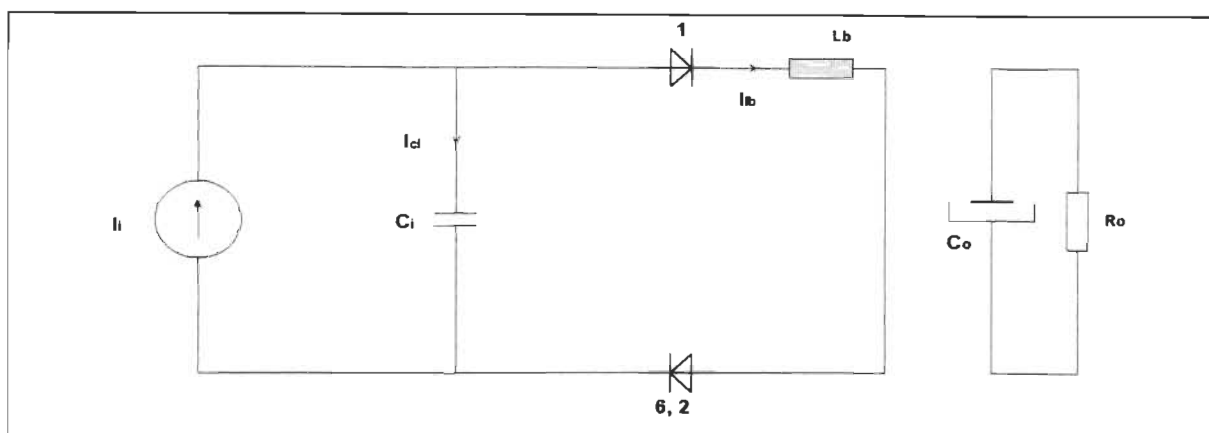


Figure 3.7a: tv0 - tv1

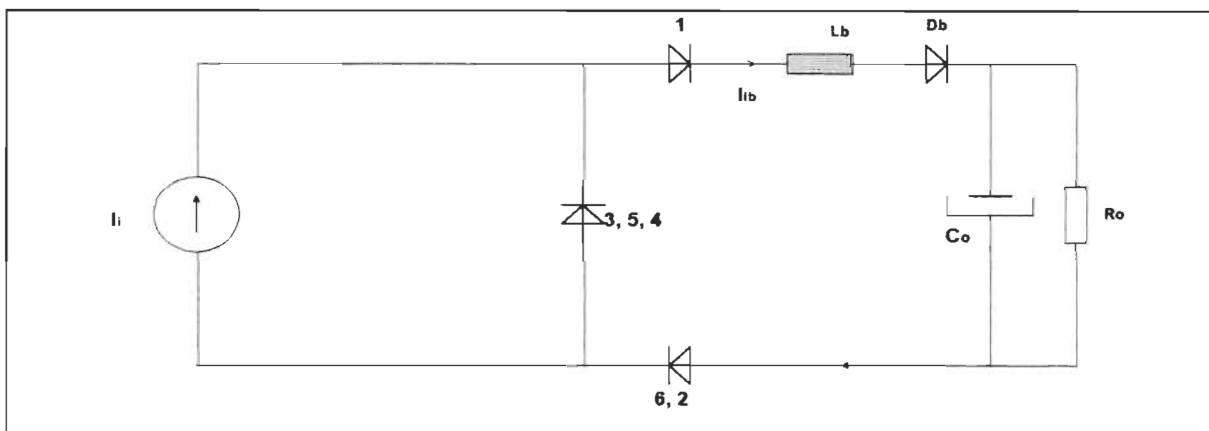


Figure 3.7b: tv1 - tv2

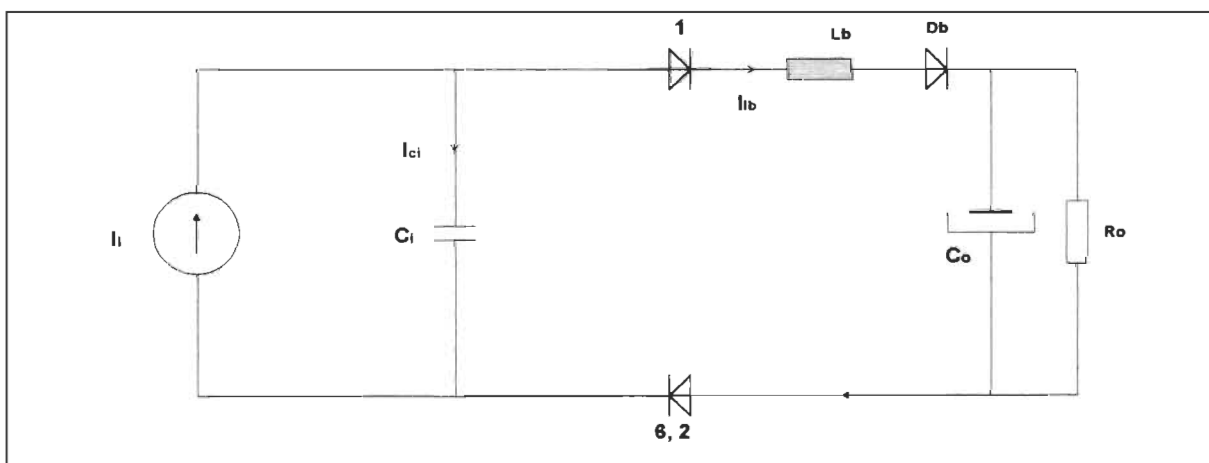


Figure 3.7c: tv2 - tv3

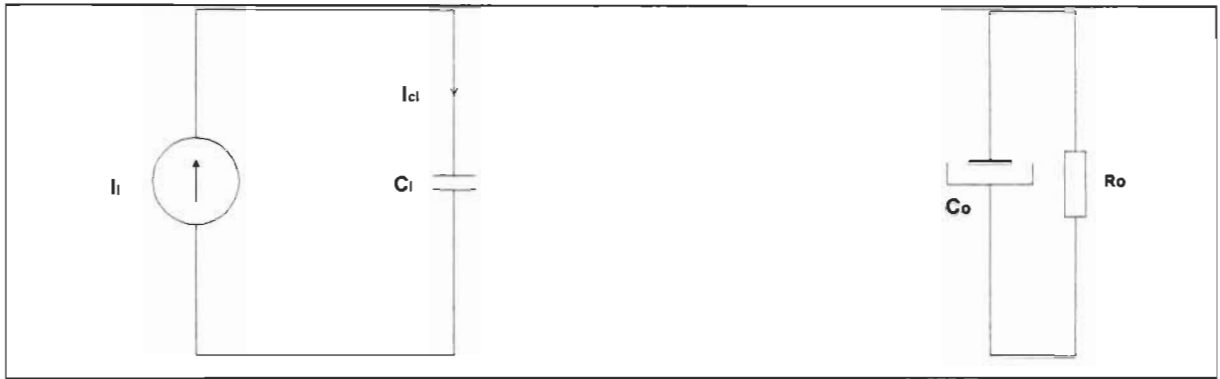


Figure 3.7d: tv3 - tv4

Figure 3.7: Séquences de fonctionnement du circuit monophasé équivalent.

différentielles de la séquence sont:

$$Lb * \frac{di_{Lb}}{dt_v} = -v_o \quad (3.31)$$

$$Co * \frac{dv_o}{dt_v} = i_{Lb} - \frac{v_o}{Ro} \quad (3.32)$$

À l'instant tv2, la diode D(3,5,4) se bloque .

tv2 - tv3 : D(3,5,4) se bloque

La charge du condensateur Ci est alors amorcée tandis que le transfert d'énergie à la charge continue (figure 3.7c) jusqu'à l'instant tv3 où le courant dans Lb s'annule. Les équations différentielles de la séquence sont:

$$Ci * \frac{dv_{ci}}{dt} = I_i - i_{Lb} \quad (3.33)$$

$$Lb^* \frac{di_{Lb}}{dt_v} = v_{ci} - v_o \quad (3.34)$$

$$Co^* \frac{dv_o}{dt_v} = i_{Lb} - \frac{v_o}{Ro} \quad (3.35)$$

où à partir de (3.33) et (3.34), en considérant v_o constante, on obtient:

$$Ci^* Lb^* \frac{d^2 i_{Lb}}{dt_v^2} + i_{Lb} = I_i \quad (3.36)$$

tv3 - tv4 : à tv3, $i_{Lb} = 0$.

Toutes les diodes sont alors bloquées et la charge du condensateur Ci continue (figure 3.7d) jusqu'à tv4 où sa tension atteint V_{ci0} . Les équations différentielles de cette séquence sont:

$$Ci^* \frac{dv_{ci}}{dt} = I_i \quad (3.37)$$

$$Co^* \frac{dv_o}{dt_v} = -\frac{v_o}{Ro} \quad (3.38)$$

À tv4, on amorce Q à nouveau et le cycle recommence.

3.2.4 CALCUL DES COMPOSANTS À PARTIR DU MODÈLE MONOPHASÉ ÉQUIVALENT

Il est développé dans cette section une approche analytique de calcul des composants à partir du modèle monophasé équivalent proposé.

On considère, pour la suite, l'hypothèse suivante:

H38 : Le condensateur de sortie Co est choisi assez élevé pour que la tension de charge soit constante et égale à V_o .

3.2.4.1 DÉFINITION DES GRANDEURS DE BASE

Les résultats seront présentés sous forme relative afin d'élargir l'étendu des applications de ces résultats. À cet effet, nous définissons les grandeurs de base suivantes:

$$V_B = V_o; \quad Z_B = \sqrt{\frac{Lb}{Ci}}; \quad \omega_B = \frac{1}{\sqrt{Ci * Lb}}; \quad I_B = \frac{V_B}{Z_B}; \quad P_B = V_B * I_B; \quad T_B = \frac{2\pi}{\omega_B} \quad (3.39)$$

où V_B , Z_B , ω_B , I_B , P_B et T_B représentent respectivement la tension de base, l'impédance de base, la pulsation de base, le courant de base, la puissance de base et la période de base.

La grandeur relative, correspondant à une grandeur X par rapport à la base X_B , est alors définie par :

$$X_r = \frac{X}{X_B} \quad (3.40)$$

3.2.4.2 ÉGALITÉS FONDAMENTALES: RÉOLUTION DES ÉQUATIONS DIFFÉRENTIELLES DE FONCTIONNEMENT

Les évolutions selon le fonctionnement décrit, de la tension aux bornes du condensateur Ci , du courant dans l'inductance Lb et à travers la diode Db , sont représentées respectivement sur les figures 3.8, 3.9 et 3.10. La figure 3.11 est la représentation dans le plan de phase (v_{ci} , $i_{Lb} * Z_B$) du courant à travers Lb en fonction de la tension aux bornes de Ci .

Des détails sont donnés en annexe sur la plupart des formules qui seront utilisées par la suite.

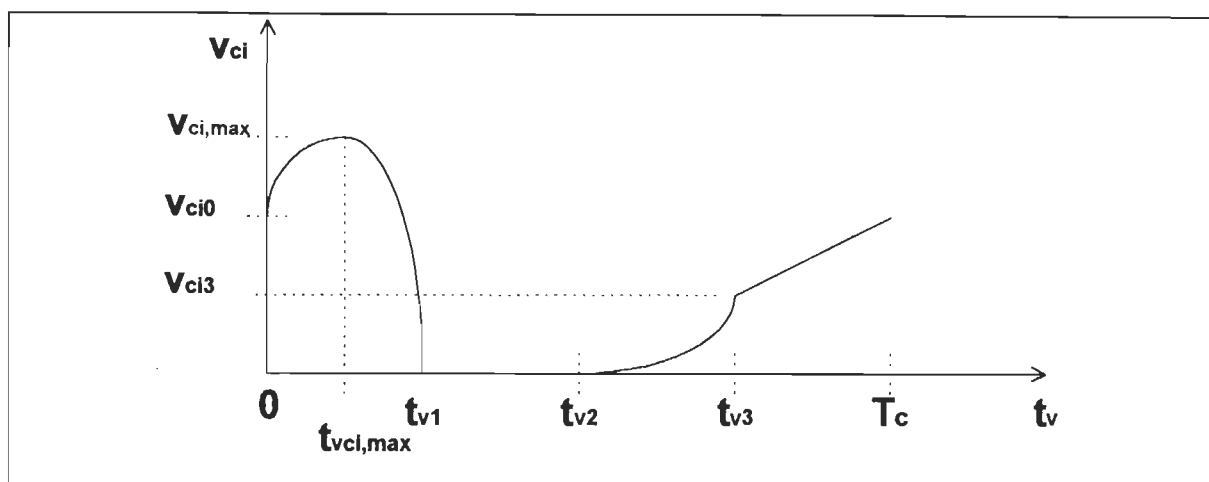


Figure 3.8 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur C_i .

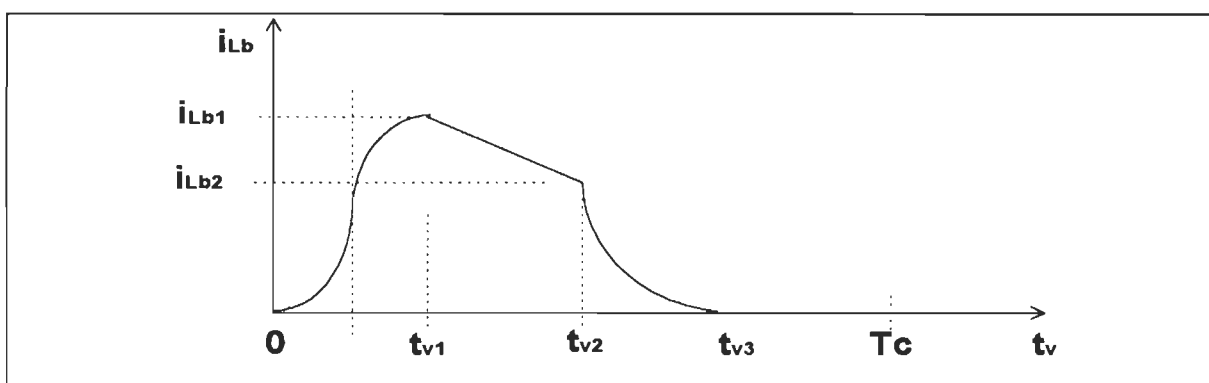


Figure 3.9 : Évolution du courant à travers l'inductance L_b .

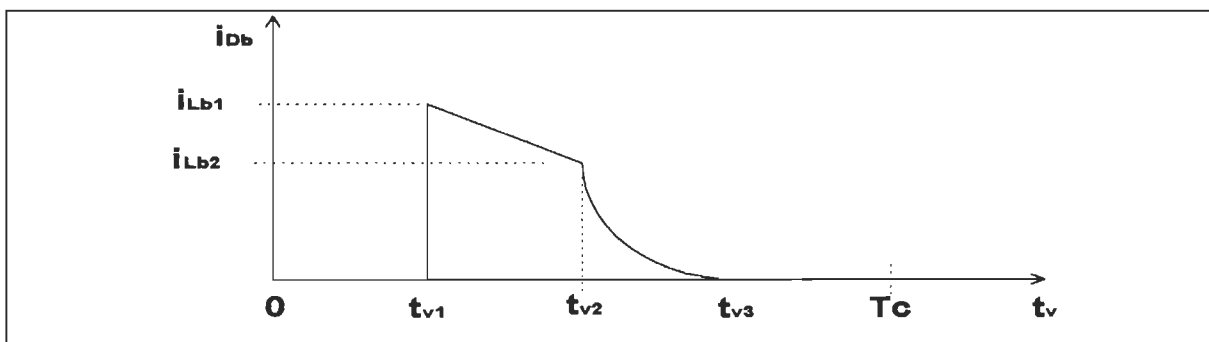


Figure 3.10 : Évolution du courant à travers la diode D_b .

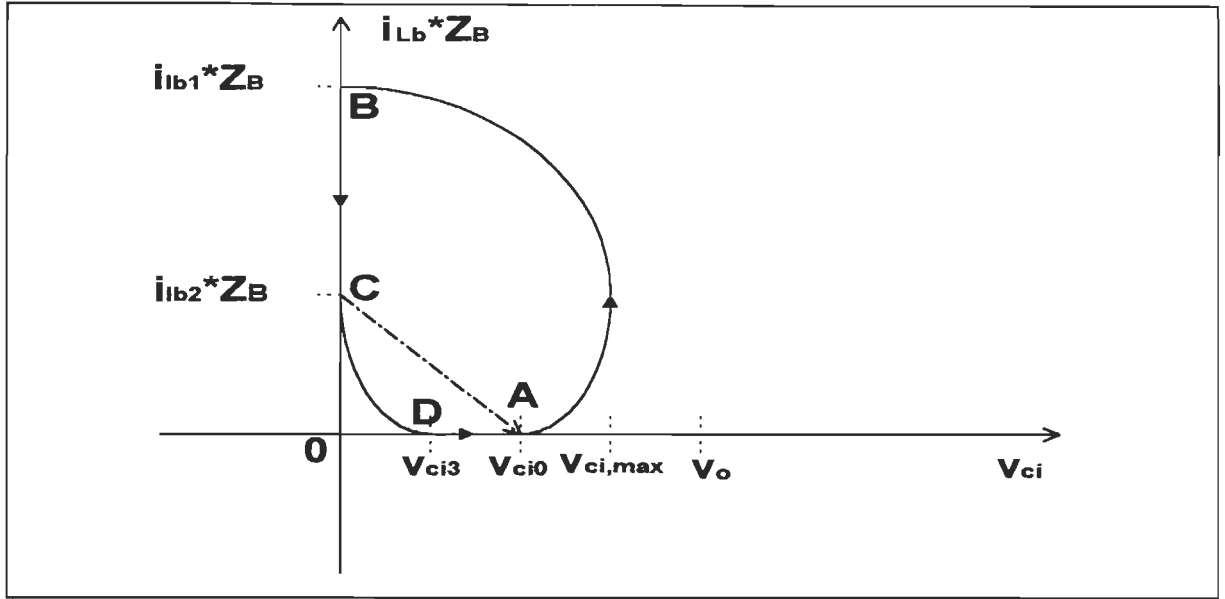


Figure 3.11 : Évolution du courant dans l'inductance Lb et de la tension aux bornes du condensateur Ci dans le plan de phase (v_{ci} , $i_{Lb} * Z_B$).

La résolution des équations (3.27) et (3.28) donnent les équations (3.41) et (3.42).

$$i_{Lb}(t_v) = -Ii * \cos(\omega_B * t_v) + \frac{V_{ci0}}{Z_B} * \sin(\omega_B * t_v) + Ii \quad (3.41)$$

$$v_{ci}(t_v) = Z_B * Ii * \sin(\omega_B * t_v) + V_{ci0} * \cos(\omega_B * t_v) \quad \text{où } 0 \leq t_v \leq t_{v1} \quad (3.42)$$

On en déduit:

$$t_{vci,max} = \frac{1}{\omega_B} * \arctan\left(\frac{Z_B * Ii}{V_{ci0}}\right) \quad (3.43)$$

$$t_{v10} = \frac{1}{\omega_B} * \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B * Ii}\right) \right) \quad \text{où } t_{v10} = t_{v1} - t_{v0} \quad (3.44)$$

$$V_{ci,max} = \sqrt{(Z_B * Ii)^2 + (V_{ci0})^2} \quad (3.45)$$

$$V_{ci1} = 0 \quad (3.46)$$

$$i_{Lb1} = \sqrt{(Ii)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B}\right)^2} + Ii \quad (3.47)$$

En considérant les grandeurs de base (3.39), on obtient:

$$t_{vci, \max, r} = \frac{1}{2\pi} \arctan\left(\frac{Ii, r}{V_{ci0, r}}\right) \quad (3.48)$$

$$t_{v10, r} = \frac{1}{2\pi} \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0, r}}{Ii, r}\right) \right) \quad (3.49)$$

$$V_{ci, \max, r} = \sqrt{(Ii, r)^2 + (V_{ci0, r})^2} \quad (3.50)$$

$$V_{ci1, r} = 0 \quad (3.51)$$

$$i_{Lb1, r} = \sqrt{(Ii, r)^2 + (V_{ci0, r})^2} + Ii, r \quad (3.52)$$

La résolution de l'équation (3.31) donne:

$$i_{Lb}(t_v) = -\frac{V_o}{L_b} * (t_v - t_{v1}) + i_{Lb1} \quad (3.53)$$

$$v_{ci}(t_v) = 0 \quad \text{avec} \quad t_{v1} \leq t_v \leq t_{v2} \quad (3.54)$$

On en déduit:

$$t_{v21} = \frac{L_b}{V_o} * \sqrt{(Ii)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B}\right)^2}, \quad (\text{en substituant } i_{Lb1} \text{ de (3.47) dans (3.53)}). \quad (3.55)$$

$$V_{ci2} = 0 \quad (3.56)$$

$$i_{Lb2} = Ii \quad (3.57)$$

En considérant les grandeur de base (3.39), on a:

$$t_{v21,r} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{(Ii,r)^2 + (V_{ci0,r})^2} \quad (3.58)$$

$$V_{ci2,r} = 0 \quad (3.59)$$

$$i_{Lb2,r} = Ii,r \quad (3.60)$$

La résolution des équations différentielles (3.33) et (3.34) conduit à:

$$i_{Lb}(t_v) = -\frac{V_o}{Z_B} * \sin(\omega_B * (t_v - t_{v2})) + Ii \quad (3.61)$$

$$v_{ci}(t_v) = -V_o * \cos(\omega_B * (t_v - t_{v2})) + V_o \text{ où } t_{v2} \leq t_v \leq t_{v3} \quad (3.62)$$

$$t_{v32} = \frac{1}{\omega_B} \arcsin\left(\frac{Z_B * Ii}{V_o}\right), \text{ (i}_{Lb} \text{ est nul à } t_{v3}) \quad (3.63)$$

$$V_{ci3} = -V_o * \cos\left(\arcsin\left(\frac{Z_B * Ii}{V_o}\right)\right) + V_o, \text{ (en introduisant (3.63) dans (3.62))} \quad (3.64)$$

$$i_{Lb3} = 0 \quad (3.65)$$

En introduisant les grandeurs de base (3.39), on trouve:

$$t_{v32,r} = \frac{1}{2\pi} \arcsin(Ii,r) \quad (3.66)$$

$$V_{ci3,r} = -\cos(\arcsin(Ii,r)) + 1 \quad (3.67)$$

$$i_{Lb3,r} = 0 \quad (3.68)$$

En résolvant l'équation différentielle (3.37), on a:

$$i_{Lb}(t_v) = 0 \quad (3.69)$$

$$v_{ci}(t_v) = \frac{Ii}{Ci} * (t_v - t_{v3}) + V_{ci3} \quad (3.70)$$

$$t_{v43} = \frac{Ci}{Ii} \left[V_{ci0} - V_o + V_o * \cos \left(\arcsin \left(\frac{Z_B * Ii}{V_o} \right) \right) \right], \quad (\text{voir (3.72) et (3.73)}) \quad (3.71)$$

$$V_{ci4} = V_{ci0} \quad (3.72)$$

$$i_{Lb4} = 0 \quad (3.73)$$

Introduisant les égalités (3.39), on obtient:

$$t_{v43,r} = \frac{1}{2\pi * Ii,r} \left[V_{ci0,r} - 1 + \cos(\arcsin(Ii,r)) \right] \quad (3.74)$$

$$V_{ci4,r} = V_{ci0,r} \quad (3.75)$$

$$i_{Lb4,r} = 0 \quad (3.76)$$

3.2.4.3 PÉRIODE DE COMMUTATION- RAPPORT CYCLIQUE- PUISSANCE DISPONIBLE POUR LA SORTIE

La période de commutation relative est donnée par l'addition des égalités (3.49), (3.58), (3.66) et (3.74):

$$T_{c,r} = \frac{1}{2\pi} * \left[\left[\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0,r}}{Ii,r} \right) \right] + \sqrt{(Ii,r)^2 + (V_{ci0,r})^2} + \arcsin(Ii,r) + \left[V_{ci0,r} - 1 + \cos(\arcsin(Ii,r)) \right] \right] \quad (3.77)$$

Le rapport cyclique est défini, à partir de (3.49) et (3.77), par:

$$d = \frac{t_{v10,r}}{T_{c,r}} = \frac{1}{2\pi * T_{c,r}} * \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0,r}}{Ii,r} \right) \right) \quad (3.78)$$

La puissance de sortie disponible pour une période de commutation est définie par:

$$P_{o,disp} = V_o * I_{Db,moy} = V_o * \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} i_{Db}(t_v) dt_v \quad (3.79)$$

où $I_{Db,moy}$ et i_{Db} sont respectivement les courants moyen et instantané à travers la diode Db.

En considérant la figure 3.10, on calcule aisément l'intégrale (3.79). En introduisant ensuite les grandeurs de base (3.39), on obtient la puissance relative de sortie disponible:

$$P_{o,r,disp} = \frac{1}{2\pi * T_{c,r}} \left[(I_{i,r})^2 + (V_{ci0,r})^2 \right] \left[\frac{1}{2} + \frac{I_{i,r}}{\sqrt{(I_{i,r})^2 + (V_{ci0,r})^2}} \right] + \frac{1}{2\pi * T_{c,r}} \left[\cos(\arcsin(I_{i,r})) + I_{i,r} * \arcsin(I_{i,r}) - 1 \right] \quad (3.80)$$

3.2.4.4 CONTRAINTE TOTALE SUR LES SEMI-CONDUCTEURS - TENSION INITIALE MINIMALE AUX BORNES DU CONDENSATEUR D'ENTRÉE

La contrainte totale sur les semi-conducteurs, conformément à la définition de l'égalité (2.12) est:

$$CTSC = V_o * I_{Lb,max} = V_o * \left(\sqrt{(I_i)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2} + I_i \right) \quad (3.81)$$

ou en grandeur relative:

$$CTSC_r = \frac{CTSC}{P_B} = \sqrt{(I_{i,r})^2 + (V_{ci0,r})^2} + I_{i,r} \quad (3.82)$$

La tension initiale V_{ci0} aux bornes de Ci, connaissant le courant d'entrée I_i , est minimale lorsqu'elle est atteinte au temps t_{v3} :

$$V_{ci0,min} = v_{ci}(t_{v3}) = -V_o * \cos\left(\arcsin\left(\frac{Z_B * I_i}{V_o}\right)\right) + V_o \quad (3.83)$$

ou en grandeur relative:

$$V_{ci0,\min,r} = -\cos(\arcsin(Ii,r)) + 1 \quad (3.84)$$

3.2.4.5 CONTRAINTES DE FONCTIONNEMENT

Le bon fonctionnement du circuit requiert que ses composants soient calculés en respectant certaines contraintes.

3.2.4.5.1 CONTRAINTE DE FONCTIONNEMENT EN ÉLEVATEUR

Le fonctionnement en élévateur sur toute la période de commutation est obtenu lorsque:

$$V_{ci,\max} \leq V_o \quad \text{ou} \quad V_{ci,\max,r} \leq 1 \quad (3.85)$$

En introduisant (3.50) dans (3.85), la contrainte de fonctionnement en élévateur devient:

$$\sqrt{(Ii,r)^2 + (V_{ci0,r})^2} \leq 1 \quad (3.86)$$

3.2.4.5.2 CONTRAINTE DE FONCTIONNEMENT EN MODE COURANT DISCONTINU

On considère la définition:

$$dm = \frac{t_{v3,r}}{Tc,r} \quad (3.87)$$

où dm est le rapport de fonctionnement en mode courant discontinu.

En observant, l'évolution du courant à travers l'inductance Lb (figure 3.9), on déduit la contrainte de fonctionnement en mode courant discontinu:

$$dm \leq 1 \quad (3.88)$$

Cette contrainte équivaut à:

$$t_{v43,r} \geq 0 \quad \text{ou} \quad I_{i,r} \leq \sin(\arccos(1 - V_{c0,r})) \quad (\text{voir 3.74}) \quad (3.89)$$

3.2.4.5.3 CONTRAINTE DE FONCTIONNEMENT LIÉE À LA PUISSANCE DISPONIBLE POUR LA CHARGE

Afin de satisfaire la demande en puissance de la charge et de tenir compte des pertes énergétiques à l'intérieur du circuit considéré, la puissance disponible et la puissance maximale requise doivent obéir à l'inégalité:

$$P_{o,r,disp} * P_B \geq P_{o,max} \quad (3.90)$$

En remplaçant P_B (3.39) dans (3.90), la contrainte de fonctionnement liée à la puissance disponible se traduit par:

$$Z_B \leq V_o^2 * \frac{P_{o,r}}{P_{o,max}} \quad (3.91)$$

Ainsi, l'impédance de base maximale est:

$$Z_{B,max} = V_o^2 * \frac{P_{o,r}}{P_{o,max}} \quad (3.92)$$

3.2.4.5.4 CONTRAINTE DE FONCTIONNEMENT LIÉE À LA COMMANDE DE L'INTERRUPTEUR COMMANDABLE Q

Dans la topologie de CFP avec inductance L_b du côté continu, le fonctionnement en mode discontinu n'est pas suffisant pour avoir des courants de ligne sinusoïdaux. Il est également nécessaire que les tensions aux bornes des condensateurs d'entrée s'annulent. Cependant, afin d'éviter que du courant circule en roue libre dans l'inductance L_b ; ce qui occasionnerait des pertes énergétiques, l'on doit bloquer l'interrupteur commandable Q aussitôt que les tensions aux bornes des condensateurs d'entrée deviennent toutes nulles.

Ainsi, le temps de conduction de l'interrupteur commandable Q est imposé par la tension initiale aux bornes du condensateur Ci.

3.2.4.6 FILTRE D'ENTRÉE

On considère les figures 2.8a et 2.8b du chapitre2 , mais avec les deux hypothèses suivantes:

H39: L'impédance correspondant à l'inductance Lb ($L_b * 6\omega_{réseau}$) est négligeable devant la résistance de sortie Ro. Ainsi, le courant i_{la1} est en phase avec la tension v_{cia} comme l'indique la figure 2.8b.

H310: La chute de tension aux bornes de l'inductance d'entrée Li est négligeable devant la tension de phase. Ainsi, l'angle θ est négligeable devant l'angle φ (figure 2.8b).

En tenant compte de ces hypothèses, on trouve également, comme dans le cas de la topologie avec inductances du côté alternatif, que le condensateur d'entrée doit obéir à l'inégalité:

$$Ci \leq \frac{\hat{I}_{sa1}}{\hat{V}_{an} * \omega} * \sin(\arccos(FDe_{\min})) \quad (\text{voir chapitre 2 section 2.2.3}) \quad (3.93)$$

Ainsi:

$$Ci_{\max} = \frac{\hat{I}_{sa1}}{\hat{V}_{an} * \omega} * \sin(\arccos(FDe_{\min})) \quad (3.94)$$

où FDe_{\min} , ω , \hat{I}_{sa1} et \hat{V}_{an} représentent respectivement le facteur de déplacement minimal imposé, la pulsation du réseau, la valeur crête du courant fondamental de ligne et la valeur crête de la tension de phase.

Le courant crête de phase est calculé à partir de l'égalité de transition entre la topologie triphasée et la topologie monophasée équivalente (3.26):

$$\hat{I}_{sa1} = \frac{2}{3} * I_i \quad (3.95)$$

La tension crête de phase est alors déduite de l'égalité entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie, en négligeant ici les pertes énergétiques internes du circuit qui seront prises en compte autrement:

$$\hat{V}_{an} = \frac{2}{3} * \frac{Po}{\hat{I}_{sa1}} \quad (3.96)$$

On calcule l'inductance du filtre par:

$$Li = \frac{1}{Ci * (\omega_{co})^2} \quad \text{où } \omega_{co} \text{ est la pulsation de coupure du filtre.} \quad (3.97)$$

3.2.4.7 TENSION MAXIMALE DE BLOCAGE AUX BORNES DES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

En observant les circuits de fonctionnement (**figure 3.7**), on a:

$$V_{Q,\max} = V_{Db,\max} = V_o \quad (3.98)$$

$$V_{D,j,\max} = V_{ci,\max} = \sqrt{(Z_B * I_i)^2 + (V_{ci0})^2} \quad \text{avec } j = 1, 2, \dots, 6 \quad (3.99)$$

où $V_{Dj,\max}$ est la tension de blocage maximale aux bornes de chacune des diodes du pont redresseur.

3.2.4.8 COURANTS MAXIMAL, MOYEN ET EFFICACE À TRAVERS L'INTERRUPTEUR COMMANDABLE Q

Ces grandeurs sont aisément définies en observant les circuits de fonctionnement (figure 3.7).

Le courant maximal est:

$$I_{Q,\max,r} = i_{Lb,\max,r} = \sqrt{(I_{i,r})^2 + (V_{ci0,r})^2} + I_{i,r} \quad (3.100)$$

Le courant moyen est donné par:

$$I_{Q,\text{moy}} = \frac{1}{T_C} \int_0^{t_{v10}} i(t_v) dt_v \quad (3.101)$$

En intégrant (3.101) puis en introduisant le courant de base (3.39), on trouve:

$$I_{Q,\text{moy},r} = \frac{1}{2\pi * T_{c,r}} \left[I_{i,r} * \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}}\right) \right) + V_{ci0,r} \right] \quad (3.102)$$

Le courant efficace est défini comme suit:

$$I_{Q,\text{eff}}^2 = \frac{1}{T_C} \int_0^{t_{v10}} i^2(t_v) dt_v \quad (3.103)$$

En calculant l'intégrale (3.103) puis en faisant quelques transformations, on trouve:

$$I_{Q,\text{eff},r}^2 = \frac{1}{4\pi * T_C} \left\{ \left(3 * I_{i,r}^2 + V_{ci0,r}^2 \right) \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}}\right) \right) - \frac{1}{2} \left(I_{i,r}^2 - V_{ci0,r}^2 \right) * \sin\left(2 \arctan\left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}}\right) \right) \right. \\ \left. + I_{i,r} * V_{ci0,r} * \cos\left(2 \arctan\left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}}\right) \right) + 3 * I_{i,r} * V_{ci0,r} \right\} \quad (3.104)$$

3.2.4.9 COURANTS MAXIMAL ET MOYEN À TRAVERS LA DIODE D_b ET LES DIODES DU PONT REDRESSEUR

Le courant maximal à travers la diode D_b et les diodes du pont redresseur est donné par:

$$I_{D_b, \max, r} = I_{D_j, \max, r} = I_{Q, \max, r} \quad \text{où } j = 1, 2, \dots, 6 \quad (3.105)$$

Le courant moyen à travers D_b est:

$$I_{D_b, \text{moy}, r} = P_{o, r, \text{disp}} \quad (3.106)$$

où $P_{o, r, \text{disp}}$ est donnée par l'égalité (3.80).

Tandis que le courant moyen supporté par chaque diode du pont redresseur est:

$$I_{D_j, \text{moy}, r} = \frac{1}{3} (I_{Q, \text{moy}, r} + I_{D_b, \text{moy}, r}) \quad (3.107)$$

3.2.5 PROCÉDURE DE CALCUL - APPLICATION NUMÉRIQUE

La procédure de calcul doit garantir les contraintes de fonctionnement (section 3.2.4.5) et permettre d'atteindre l'objectif de conception. L'objectif poursuivi ici est de calculer les composants de façon à minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs (CTSC) connaissant V_o et P_o .

Afin de respecter les contraintes de fonctionnement en élévateur (3.86) et en mode discontinu (3.89), le courant relatif $I_{i, r}$ à l'entrée et la tension initiale relative $V_{ci0, r}$ aux bornes du condensateur C_i doivent être choisis dans une certaine région du plan

$(V_{ci0, r}, I_{i, r})$ définie par le graphique de la figure 3.12. La courbe sur la figure 3.12 est constituée de deux portions:

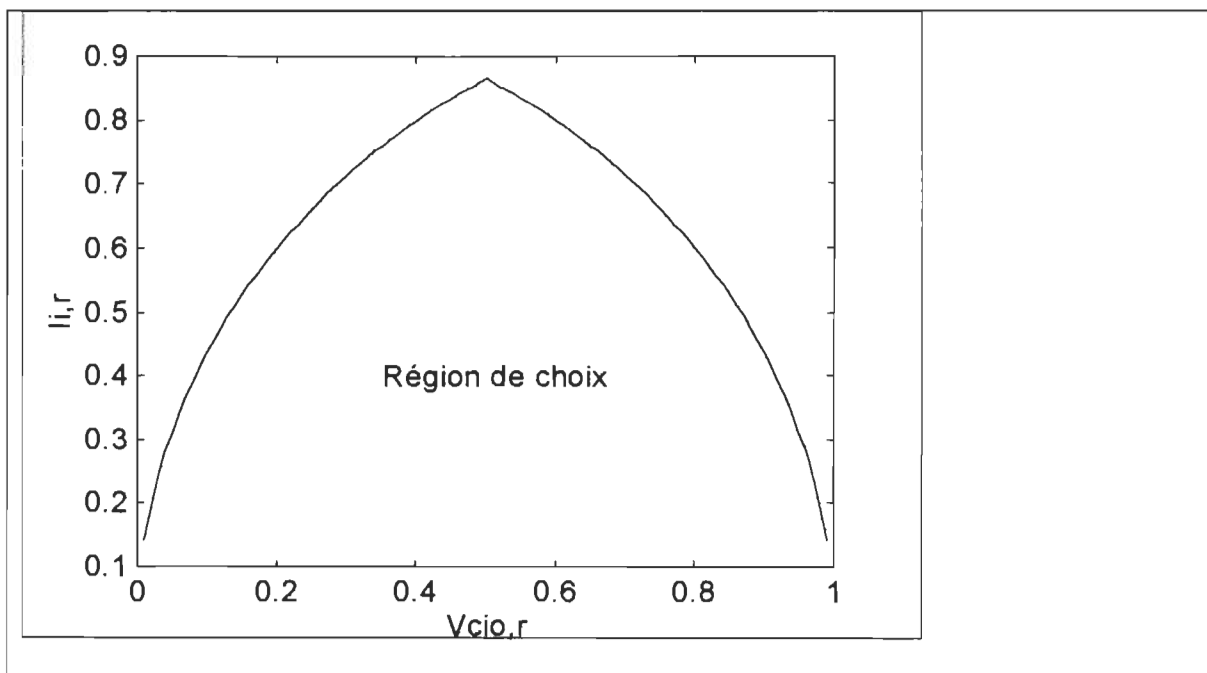


Figure 3.12: Région de choix de $I_{i,r}$ et $V_{ci0,r}$ (voir les inégalités (3.86) et (3.89)).

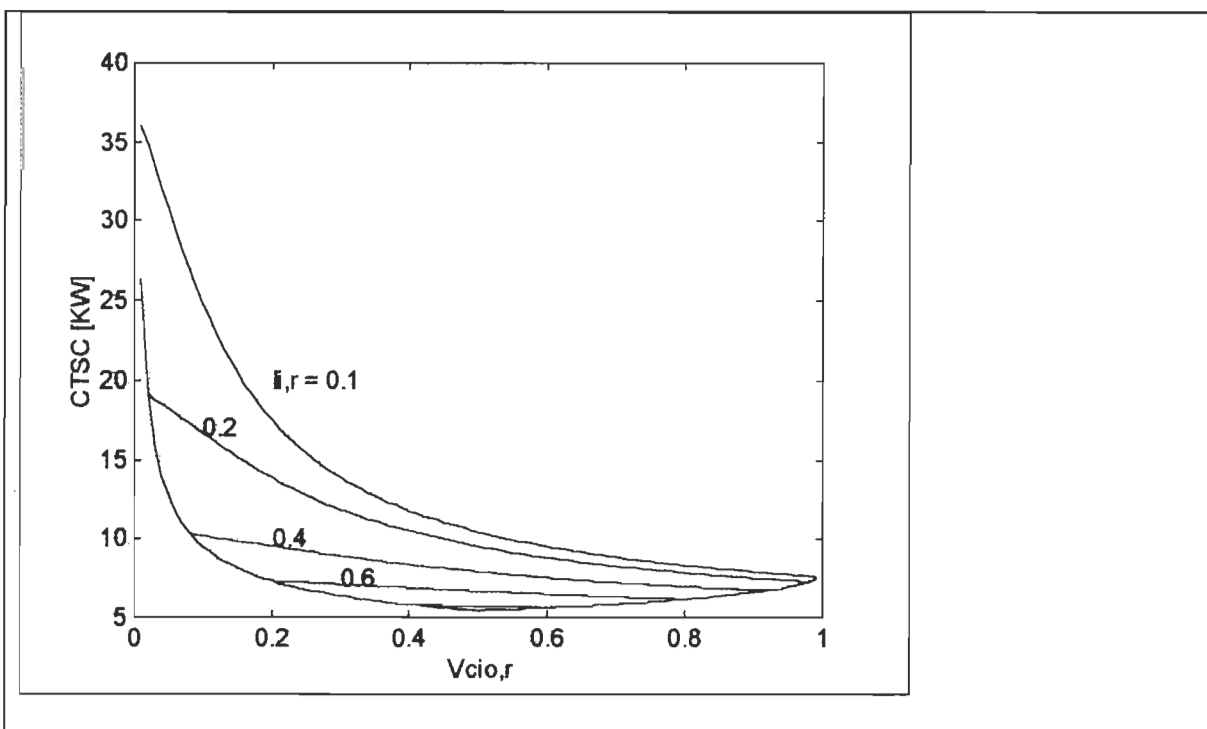


Figure 3.13: Évolution de la contrainte totale en fonction de $V_{ci0,r}$ et $I_{i,r}$ (voir (3.81)).

- la première portion est la partie de la courbe pour $V_{ci0,r}$ située entre 0 et 0.5. Elle définit la limite entre le fonctionnement en mode courant discontinu et le fonctionnement en mode courant continu et découle de l'inégalité (3.89);
- la deuxième portion correspond à la partie de la courbe pour $V_{ci0,r}$ située entre 0.5 et 1. Elle définit la limite entre le fonctionnement en élévateur et le fonctionnement en abaisseur et provient de l'inégalité (3.86).

D'après (3.82), la $CTSC$ est fonction de la tension initiale relative ($V_{ci0,r}$) aux bornes du condensateur C_i et du courant relatif d'entrée ($I_{i,r}$). La figure 3.13 montre l'évolution de la $CTSC$ en fonction de $I_{i,r}$ et $V_{ci0,r}$. L'enveloppe inférieure des courbes situées sur cette figure est une courbe constituée de deux portions. La première portion ($V_{ci0,r}$ entre 0 et 0.5) correspond à la limite de fonctionnement en mode courant discontinu; tandis que la deuxième portion ($V_{ci0,r}$ entre 0.5 et 1) correspond à la $CTSC$ quand le point ($V_{ci0,r}$; $I_{i,r}$) évolue à la limite de fonctionnement en élévateur.

On déduit des courbes de la figure 3.13 que la $CTSC$ est minimal lorsque:

$$V_{ci0,r} = \frac{1}{2} \quad \text{et} \quad I_{i,r} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.108)$$

Cependant, le choix de ces valeurs impose une fréquence de commutation faible et par conséquence une inductance élevée comme filtre d'entrée. On devrait donc faire un compromis entre le niveau de contrainte désiré et la grosseur de l'inductance d'entrée.

En se servant des figures 3.12 et 3.13, on peut suivre la procédure ci-dessous pour calculer les composants.

3.2.5.1 PROCEDURE DE CALCUL

- 1- Choisir $I_{i,r}$ et $V_{ci0,r}$ à partir des figures 3.12 et 3.13 pour le niveau de STSC acceptable et pour fonctionner en élévateur.
- 2- Calculer respectivement:
 - a- $T_{c,r}$ avec (3.77);
 - b- d avec (3.78);
 - c- $P_{o,r}$ en utilisant (3.80);
 - d- $Z_{B,max}$ en utilisant (3.92);
- 3- Choisir $Z_B < Z_{B,max}$ pour assurer le fonctionnement en mode discontinu du courant.
 Considérons ici
$$Z_B = \frac{9}{10} * Z_{B,max} \quad (3.109)$$
- 4- Calculer respectivement:
 - a- I_B à partir de (3.39);
 - b- $I_i = I_{i,r} * I_B$ par définition des égalités (3.39);
 - c- \hat{I}_{sa1} avec (3.95)
 - d- \hat{V}_{an} en utilisant (3.96);
- 5- Imposer le facteur de déplacement minimal FDe_{min} afin de minimiser le déplacement entre la tension de phase et le courant fondamental de ligne. Imposons ici le même FDe_{min} que dans le cas de la topologie avec inductance L_b du côté alternatif.

$$FDe_{min} = 0.9999 \quad (3.110)$$
- 6- Calculer $C_{i,max}$ en utilisant (3.94);

7- Choisir $C_i = \frac{9}{10} * C_{i,\max}$; (3.111)

8- Calculer:

a- $\omega_B = \frac{1}{Z_B * C_i}$ en utilisant (3.39) ; (3.112)

b- $\omega_c = \omega_B * \frac{1}{T_{c,r}}$ ω_c est la pulsation de commutation (3.113)

9- Choisir $\omega_{co} = \frac{1}{10} * \omega_c$ où ω_{co} est la pulsation de coupure (3.114)

10- Calculer:

a- $L_i = \frac{1}{C_i * (\omega_{co})^2}$ à partir de (3.97) (3.115)

b- $L_b = C_i * (Z_B)^2$ à partir de (3.39) ; (3.116)

c- $T_c = \frac{2\pi}{\omega_c}$ et $f_c = \frac{1}{T_c}$ (3.117)

3.2.5.2 APPLICATION NUMÉRIQUE

En suivant la procédure décrite ci-dessus, l'application numérique donne pour

$V_o = 200 \text{ V}$ et $P_o = 1000 \text{ W}$:

$V_{ci0,r} = 0.8$; $V_{ci0} = 160 \text{ V}$; $I_{i,r} = 0.3$; $\hat{V}_{an} = 70 \text{ V}$; $C_i = 4.7 * 10^{-6} \text{ Farad}$;

$L_i = 0.7 * 10^{-3} \text{ H}$; $L_b = 40 * 10^{-6} \text{ H}$; $f_c = 15000 \text{ Hz}$; $d = 0.5$

3.2.5.3 AUTRES GRAPHIQUES

En plus des figures 3.12 et 3.13, d'autres graphiques pouvant aider à la conception et aux calculs sont présentés sur les figures 3.14 à 3.16. Il s'agit respectivement de l'évolution de la période relative, du rapport cyclique et de la puissance relative disponible à la sortie.

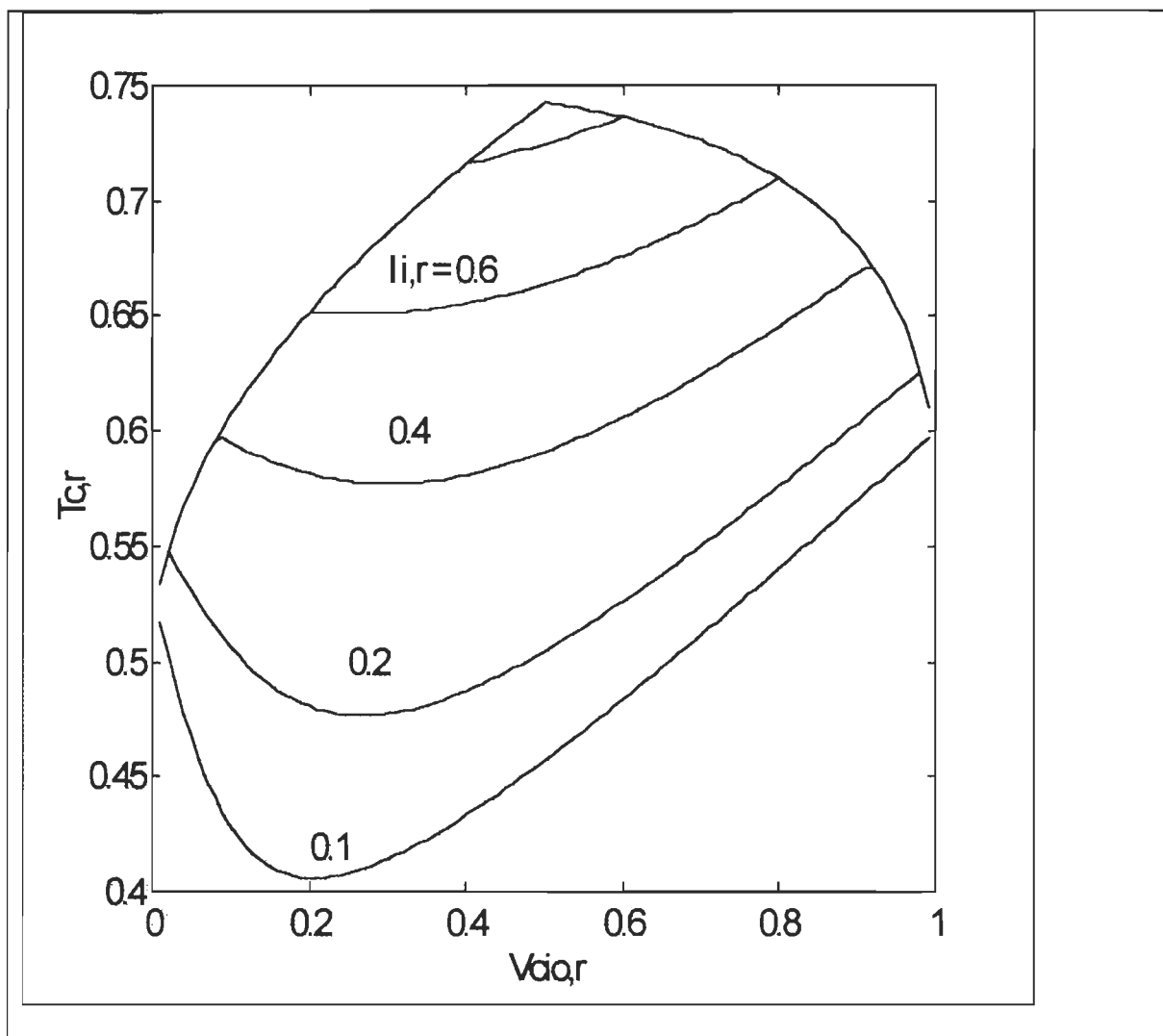


Figure 3.14: Évolution de la période de commutation normalisée en fonction de $V_{ci0,r}$ et $I_{i,r}$ (voir égalité (3.77)).

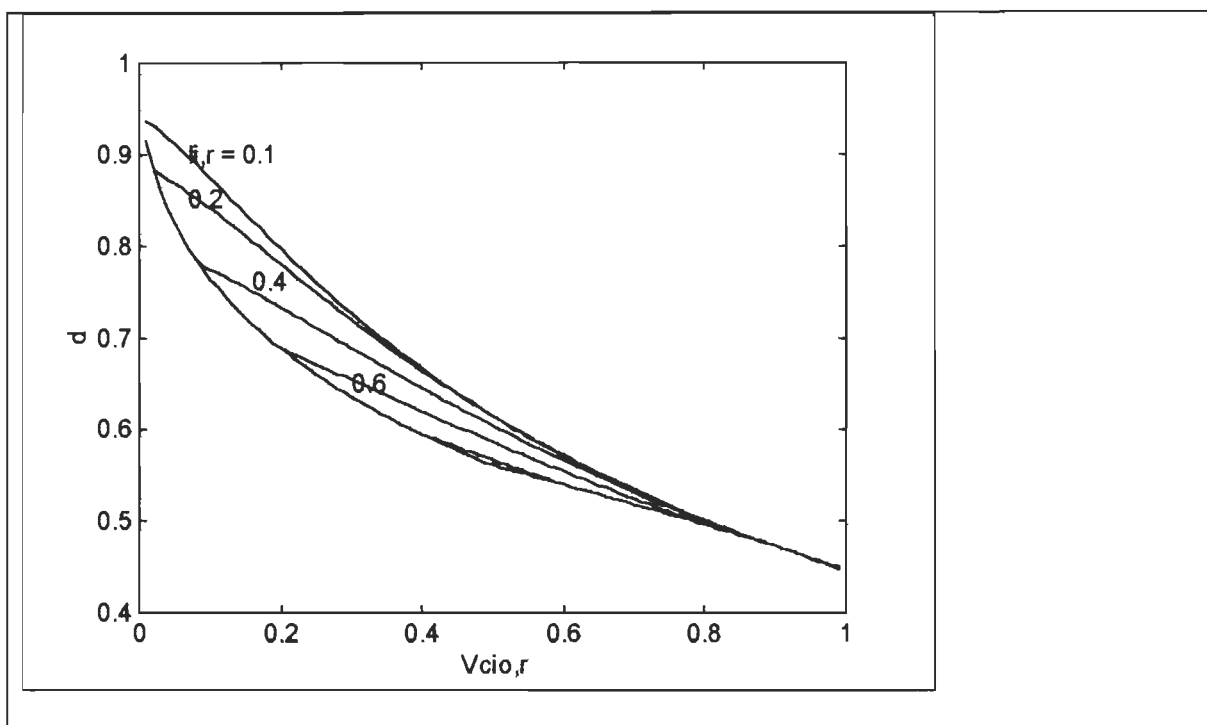


Figure 3.15: Évolution du rapport cyclique en fonction de $V_{ci0,r}$ et $I_{i,r}$ (voir égalité (3.78)).

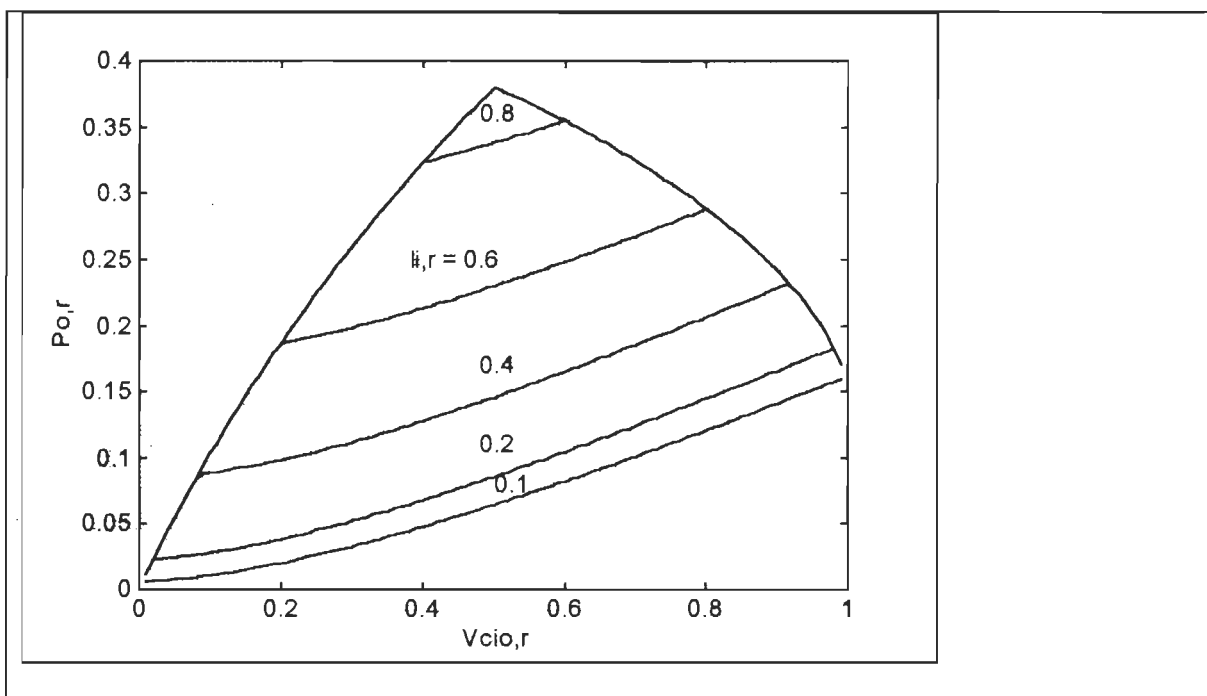


Figure 3.16: Évolution de la puissance normalisée de sortie en fonction de $V_{ci0,r}$ et $I_{i,r}$ (voir égalité (3.80)).

3.3 RÉSULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation sont présentés de façon à mettre en évidence l'influence de l'interrupteur commandable, du filtre de sortie et du filtre d'entrée, dans la topologie considérée. À cet effet, les configurations de topologies simulées sont les suivantes:

- **cas31**: Redresseur classique triphasé en pont de diodes débitant directement sur une charge résistive en absence de l'étage élévateur (interrupteur commandable, inductances L_b , diode D_b et condensateur de sortie);
- **cas32**: CFP sans filtre d'entrée avec filtre de sortie Co .
- **cas33**: CFP sans filtre d'entrée avec filtre de sortie en Π , Co - Lo - Co ;
- **cas34**: CFP avec filtre d'entrée et avec filtre de sortie Co ;
- **cas35**: CFP avec filtre d'entrée et avec filtre de sortie en Π , Co - Lo - Co .

L'influence de l'interrupteur commandable est mise en évidence en comparant les résultats de simulations des cas31 et cas32.

L'influence du filtre de sortie est ressortie par comparaison des cas32 et cas33 puis des cas34 et cas35.

Quant à l'influence du filtre d'entrée, elle apparaît dans la comparaison des cas32 et cas34 puis des cas33 et cas35.

Les courbes sont montrées seulement pour les configurations des cas34 et cas35 afin d'alléger le rapport. Cependant, dans le **tableau 3.2** comparatif des CHD, THD et FP, tous les cas simulés sont considérés. Les **figures 3.17 à 3.19** présentent, respectivement, pour le cas34, la superposition tension de phase et courant de ligne; le spectre du courant de ligne et

le courant à travers l'inductance L_b . Les figures 3.20 à 3.22 correspondent plutôt au cas 35.

3.3.1 ÉTUDE DE CAS 34

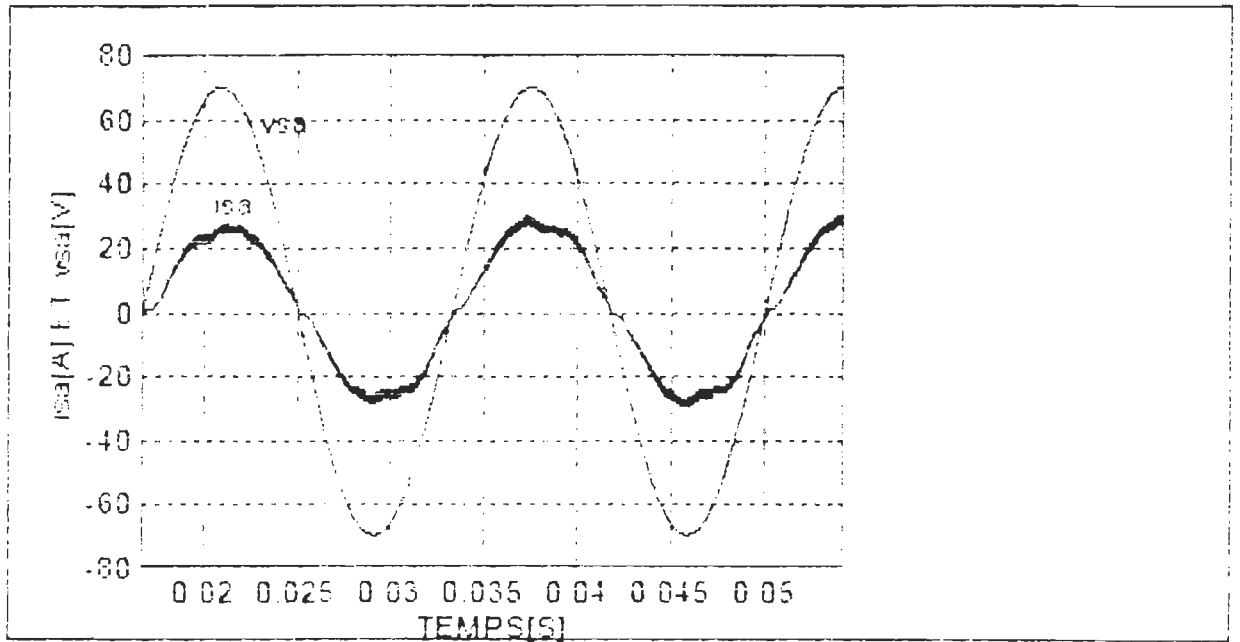


Figure 3.17: Courant de ligne et tension de phase superposés (cas 34).

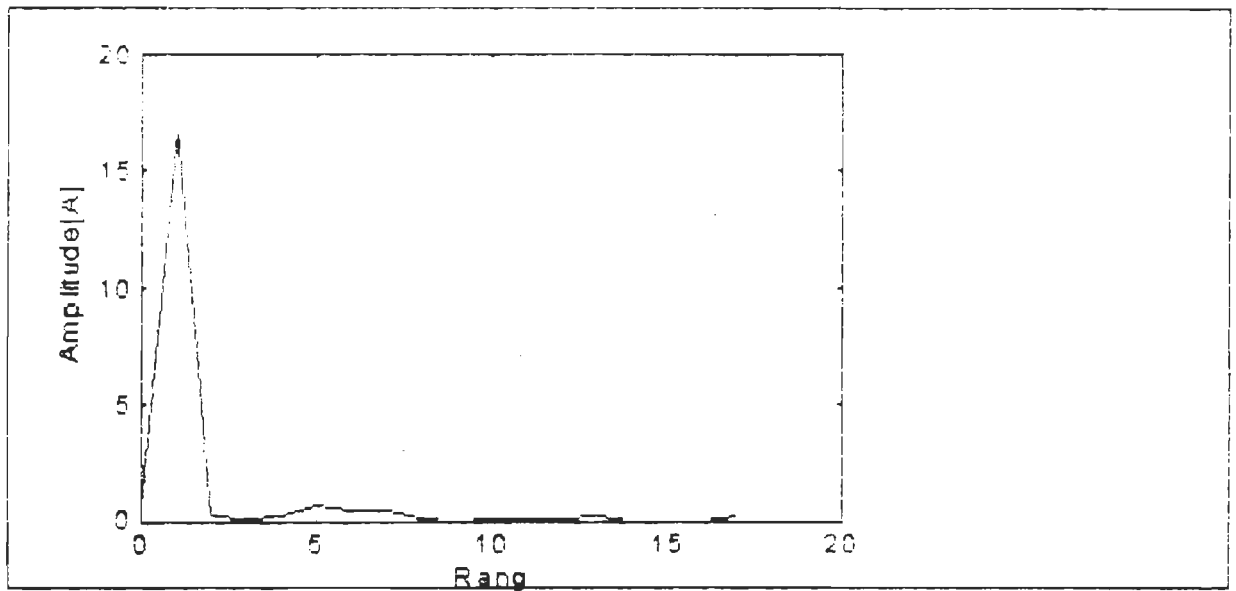


Figure 3.18: Spectre du courant de ligne (cas 34).

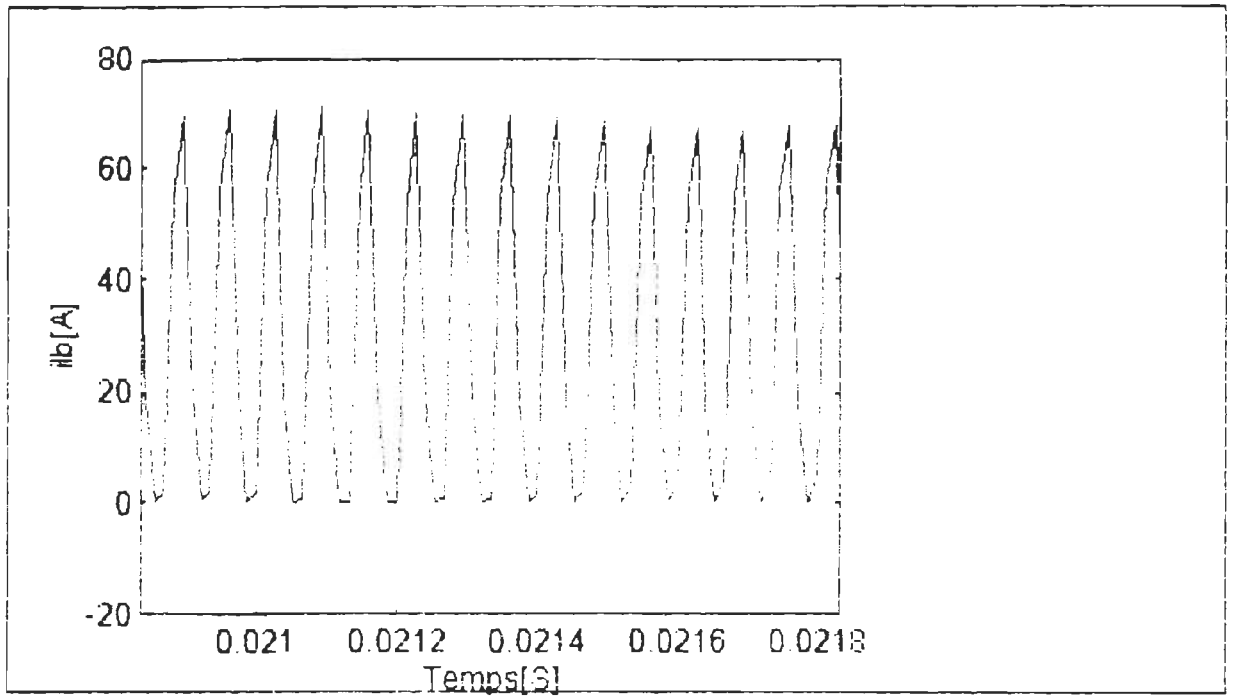


Figure 3.19: Courant dans l'inductance L_b (cas34).

3.3.2 ÉTUDE DE CAS 35

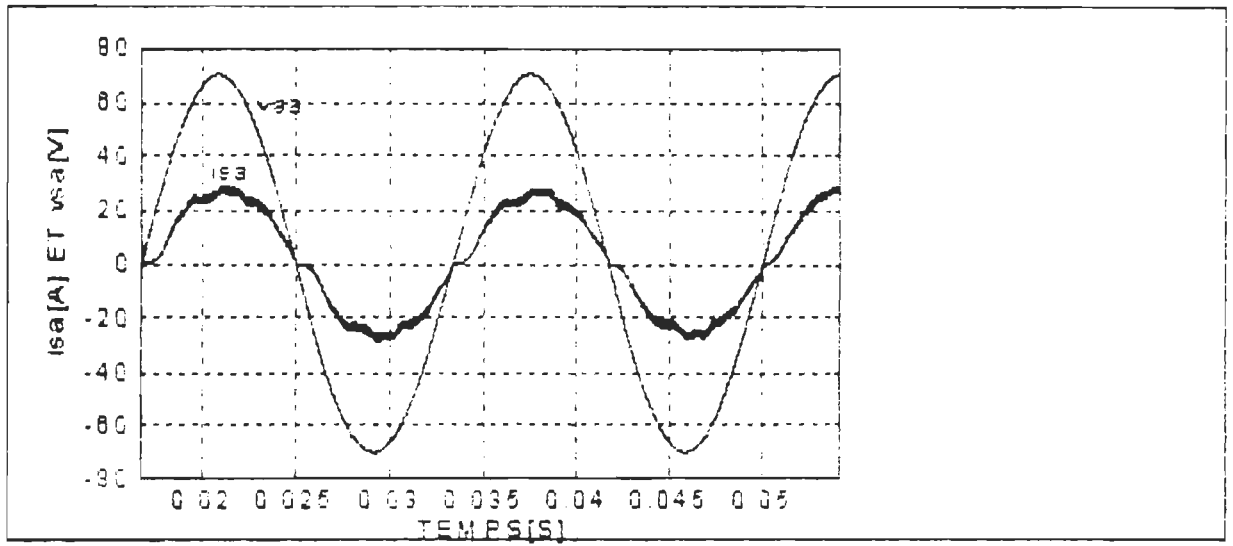


Figure 3.20: Courant de ligne et tension de phase superposés (cas35).

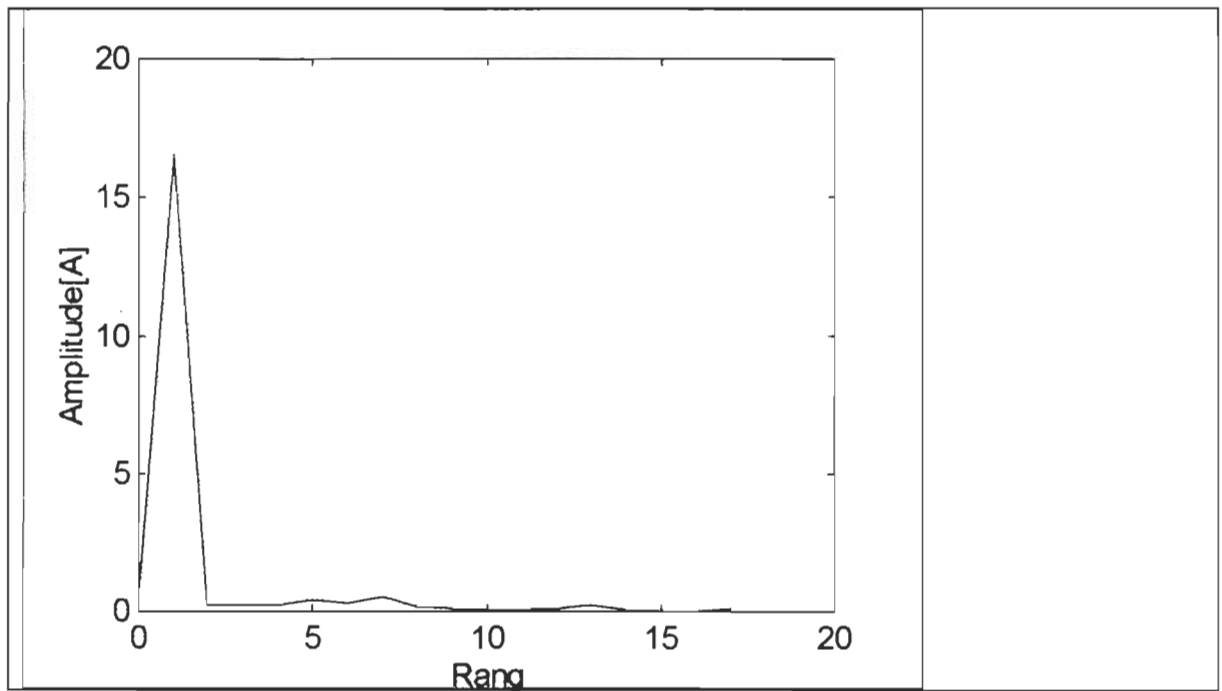


Figure 3.21: Spectre du courant de ligne (cas 35).

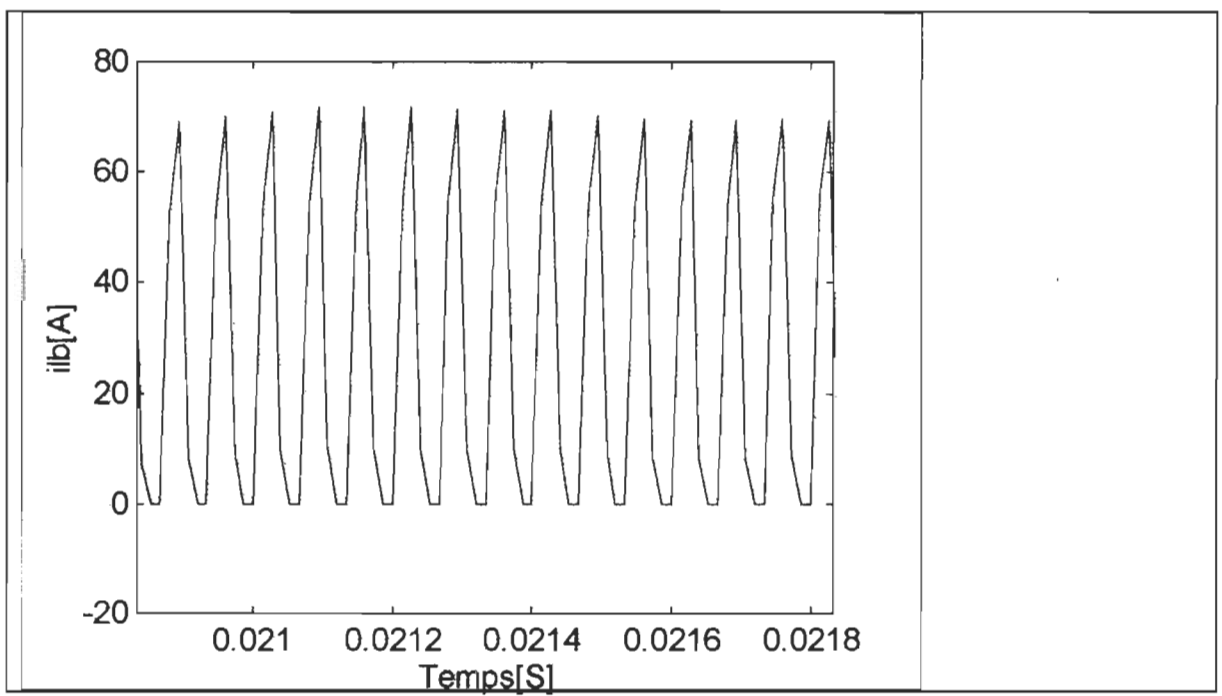


Figure 3.22: Courant dans l'inductance L_b (cas35).

3.3.3 COMPARAISON DES DIFFÉRENTS CAS

Comme à la section 3.2.3 du chapitre précédent, nous considérons les tableaux 3.1 et 3.2. Le tableau 3.1 indique les limites des CHD et THD selon la norme IEEE Std 519; tandis que le tableau 3.2 donne une comparaison des CHD, THD et FP entre les différents cas de topologies simulées.

Tableau 3.1 : Limites des coefficients de distorsion harmonique et du taux de distorsion harmonique selon la norme IEEE Std 519 [3].

Coefficient harmonique de distorsion CHD en %					
RCC	Rang de l'harmonique				THD en %
	<11	11-22	23-35	>35	
<20	4.0	1.5	1.0	0.5	5
20-49.9	7.0	2.5	1.5	0.8	8
50-99.9	10.0	4.0	2.0	1.2	12
100-999	12.0	5.0	2.5	1.5	15
>1000	15.0	8.0	4.0	1.8	20

Tableau 3.2 : Coefficients de distorsion harmonique, taux de distorsion harmonique et facteur de puissance pour les différents cas simulés.

cas	Coefficient harmonique de distorsion en %															THD en %	FP
	Rang de l'harmonique																
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15		
31	100	0.10	0.08	0.10	22.66	0.02	11.27	0.08	0.07	0.09	9.07	0.01	6.40	0.08	0.07	27.64	0.9639
32	100	0.60	0.36	0.40	6.38	0.16	1.91	0.31	0.26	0.25	0.85	0.11	0.48	0.16	0.15	6.80	0.9977
33	100	2.74	1.92	0.74	5.95	0.66	1.76	0.53	0.35	0.26	0.83	0.12	0.46	0.20	0.17	7.21	0.9974
34	100	1.08	0.60	1.21	3.91	1.96	2.14	0.32	0.06	0.18	0.60	0.39	1.25	0.15	0.12	5.38	0.9986
35	100	1.36	1.26	1.43	2.40	1.61	3.17	0.90	0.57	0.41	0.34	0.77	1.56	0.21	0.17	5.32	0.9986

cas31: Redresseur classique; **cas32:** CFP sans (Li , Ci) et avec Co; **cas33:** sans (Li , Ci) et avec Co-Lo-Co; **cas34:** avec (Li, Ci) et avec Co; **cas35:** avec (Li, Ci) et avec Co-Lo-Co.

3.4 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION

Les courbes présentées pour les deux derniers cas (cas34 et cas35) nous indiquent que:

- le courant de ligne est presque sinusoïdal et en phase avec la tension de phase (figures 3.17 et 3.20);
- les harmoniques 5 et 7 ne sont pas éliminées de ces topologies (figures 3.18 et 3.21);
- le fonctionnement en mode discontinu a été obtenu (figure 3.19 et 3.22).

D'après les tableaux 3.1 et 3.2, le redresseur classique triphasé en pont de diodes débitant directement sur une charge résistive (cas31) n'est acceptable à aucun endroit d'un réseau d'énergie électrique car son taux de distorsion harmonique (THD) est supérieur à 20. Tandis que toutes les autres topologies (cas 32 à 35) sont admissibles partout où le rapport de court-circuit RCC est supérieur à 20. L'harmonique 5 est prépondérante dans toutes ces topologies et apparaît ainsi inhérente à ces configurations de CFP.

L'introduction de la commutation à haute fréquence avec le seul interrupteur commandable réduit le THD de 75.4 % (en comparant les cas31 et cas32 du tableau 3.2).

En utilisant le filtre en Π Co-Lo-Co à la sortie, on observe une diminution de l'amplitude de l'harmonique 5 (en comparant les cas32 et cas33 puis les cas34 et cas35); mais le THD est légèrement supérieur en absence de filtre d'entrée (cas32 et cas33). On peut dire que le filtre en Π prélève de l'harmonique 5 pour en répartir sur les autres harmoniques. Cependant, l'action conjuguée du filtre en Π et du filtre d'entrée permet de réduire et l'harmonique 5 et le THD (cas 34 et cas35).

Quant à l'influence du filtre d'entrée, il permet non seulement de réduire l'amplitude de l'harmonique 5, mais aussi le THD (comparant les cas32 et cas34 puis les cas33 et cas35). Cependant, le rôle principal et important du filtre d'entrée qui n'est pas visible sur le tableau 3.2 est qu'il élimine les bruits hautes fréquences du courant de ligne, empêchant ainsi les interférences électromagnétiques.

3.5 COMPARAISON DES DEUX TOPOLOGIES DE CORRECTEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE À UN SEUL INTERRUPTEUR COMMANDABLE ÉTUDIÉES

Les deux topologies de correcteur, de facteur de puissance à un seul interrupteur commandable, à comparer sont:

- la topologie, avec inductances du côté alternatif, étudiée et simulée au chapitre 2;
- la topologie, avec inductance du côté continu, étudiée et simulée dans le présent chapitre.

Les différents aspects comparés au sein des deux topologies sont:

- les coefficients de distorsion CHD, THD et FP, seulement pour les cas utiles: cas24 et cas34 puis cas25 et cas35;
- la tension aux bornes de l'interrupteur commandable bloqué (VQ bloqué);
- le courant crête maximal à travers l'interrupteur commandable (IQ crête) ;
- la contrainte totale sur les semi-conducteurs (CTSC) définie selon l'égalité 2.12;
- le facteur d'utilisation des semi-conducteurs (FUSC) défini par l'égalité 2.11.

La comparaison est résumée sur les tableaux 3.3 et 3.4 à partir des tableaux 2.2 et 3.2.

On déduit des tableaux 3.3 et 3.4 que lorsque l'inductance L_b est utilisée du côté continu plutôt que du côté alternatif:

- l'harmonique 7 augmente mais l'harmonique 5 diminue et il s'en suit une diminution du THD.

- le courant crête maximal et la CTSC deviennent énormes et par conséquent le FUSC est très faible.

Tableau 3.3 : Comparaison des coefficients de distorsion harmonique, des taux de distorsion harmonique et des facteurs de puissance.

cas	Coefficient harmonique de distorsion en %															THD en %	FP
	Rang de l'harmonique																
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15		
24	100	0.30	0.22	0.22	5.76	0.10	1.68	0.06	0.03	0.04	0.23	0.03	0.13	0.07	0.02	6.02	0.9982
34	100	1.08	0.60	1.21	3.91	1.96	2.14	0.32	0.06	0.18	0.60	0.39	1.25	0.15	0.12	5.38	0.9986
25	100	0.86	0.43	0.43	5.61	0.09	1.42	0.12	0.06	0.06	0.32	0.02	0.31	0.05	0.02	5.89	0.9983
35	100	1.36	1.26	1.43	2.40	1.61	3.17	0.90	0.57	0.41	0.34	0.77	1.56	0.21	0.17	5.32	0.9986

cas24: CFP avec Lb du côté alternatif et avec Co; **cas34:** CFP avec Lb du côté continu et avec Co; **cas25:** CFP avec Lb du côté alternatif mais avec Co-Lo-Co; **cas35:** CFP avec Lb du côté continu mais avec Co-Lo-Co.

Tableau 3.4: Comparaison des contraintes totales sur les semi-conducteurs et des facteurs d'utilisation des semi-conducteurs.

cas	VQ bloqué (V)	IQ crête (A)	CTSC (KVA)	FUSC
cas24	200	24	4.8	0.2083
cas34	200	22	4.4	0.2273
cas25	200	75	15	0.0667
cas35	200	75	15	0.0667

3.6 CONCLUSION PARTIELLE

Dans ce chapitre nous avons, dans un premier temps, étudié, proposé une méthodologie de calcul et simulé une topologie triphasée économique de correcteur de facteur de puissance: celle de M. Tou et al. [13] avec inductance du côté continu. Lors de l'étude, le calcul des composants a été effectué de façon à minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs; et les résultats de simulation ont été présentés de manière à mettre en évidence l'influence de la présence du seul interrupteur commandable dans la topologie; du filtre d'entrée et du filtre de sortie. L'utilisation d'un filtre en Π à la sortie au lieu d'un seul condensateur permet d'observer une diminution de l'amplitude de l'harmonique 5 prépondérante et une réduction du taux de distorsion harmonique.

Par ailleurs, les résultats de simulation de cette topologie ont été comparés à ceux de la topologie, avec inductances du côté alternatif, étudiée au chapitre 2. Lorsque l'inductance est utilisée du côté continu, l'harmonique 5 et le THD sont réduits mais la contrainte totale sur les semi-conducteur devient très élevée.

4. CONCLUSION

Les correcteurs de facteurs de puissance (CFP) utilisant la commutation à haute fréquence présentent beaucoup d'intérêts car la commutation à hautes fréquences (HF) permet de réduire les dimensions, les poids et les coûts des composants réactifs, en particulier les inductances. En effet, les harmoniques du courant de ligne sont repoussées aux hautes fréquences et leur filtrage devient relativement simple. Parmi ces CFP à commutation HF, Il en existe deux topologies de base, simples, performantes, économiques et très utiles, triphasé à un seul interrupteur commandable:

- * Le CFP à un seul interrupteur commandable de A. R. Prasad et al. [12] dans laquelle les inductances sont du côté alternatif;

- * Le CFP à un seul interrupteur commandable de M. Tou et al. [13] où la seule inductance est placée au côté continu.

Le fonctionnement, les équations différentielles de fonctionnement, le calcul des composants et la simulation de ces deux topologies ont permis d'observer que:

- l'harmonique 5 est inhérente à ces deux topologies;
- l'utilisation d'un filtre en Π à la sortie au lieu d'un seul condensateur permet de diminuer l'amplitude de l'harmonique 5 prépondérante et de réduire le THD.

À l'issue d'une comparaison de ces deux topologies, on retient que:

- l'utilisation de l'inductance du côté continu réduit davantage l'harmonique 5 et le taux de distorsion harmonique;

- mais accroît la contrainte totale sur les semi-conducteurs et diminue leur facteur d'utilisation.

L'apport personnel dans ce rapport se situe aux niveaux des points suivants:

- 1- La proposition de modèle monophasé équivalent pour faciliter le calcul des composants de la topologie triphasée avec inductance du côté continu ;
- 2- L'élaboration d'une approche analytique complète de calcul des composants avec le modèle monophasé équivalent;
- 3- Le calcul des composants est effectué de façon à minimiser la contrainte totale sur les semi-conducteurs dans le cas des deux topologies considérées;
- 4- La présentation des résultats de simulation a mis en évidence la contribution de chaque partie (interrupteur actif, filtre d'entrée, filtre de sortie) dans la performance globale des circuits étudiés. L'attention a été attirée sur l'influence observée du filtre de sortie sur les harmoniques du courant de ligne et le THD.
- 5- La comparaison des deux topologies étudiées est une première tentative dont l'article a été accepté au Congrès Canadien de Génie Électrique et Informatique 1995/ 1996.

Afin de parfaire les deux topologies économiques étudiées, la recherche devrait être concentrée sur l'élaboration de méthodes simples en vue d'élimination des harmoniques en basses fréquences. La commande de l'interrupteur commandable pourrait, par exemple, être visée. Par ailleurs, les conclusions tirées sur le filtre de sortie en Π , dans ce rapport, proviennent d'observations des résultats de simulation. Des études analytiques pourraient aider à préciser l'influence du filtre de sortie sur les harmoniques du courant de ligne.

5. RÉFÉRENCES

- [1] W. Shepherd, P. Zand, “ Energy flow and power factor in nonsinusoidal circuits ”, Cambridge University Press, Cambridge 1979, Chap. 5 .
- [2] T. Wildi, “ Électrotechnique ”, Les presses de Laval, Éditions ESKA, 2^{ième} édition, 1991, chap. 25.
- [3] G.T. Heydt, “ Electric power quality ”, Stars in a circle publications, WestLaFayette, Indiana 47906, USA, 1991, pp. 56-64
- [4] N. Mohan, R. Naik and M. Rastogi, “ A Comparative Evaluation of harmonic reduction techniques in three - phase utility interface of power electronic loads ”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 30 No 5, September/ October 1994, pp. 1149-1155.
- [5] H. Fujita and H. Akagi, “ A Pratical approach to harmonic compensation in power systems - series connection of passive and active filters ”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 27 No 6 November/ December 1991, pp.1020-1025.
- [6] V. Rajagopalan, A. Jacob, A. Sévigny et L. Audy-Drouin, “ Étude d’un compensateur d’harmoniques de courant de ligne d’un réseau électrique de distribution ”, CAN. Elec. Eng. J. Vol 8 No 4, 1983, pp.123-129.
- [7] M. Rastogi, R. Naik, and N. Mohan, “ Optimization of a novel dc link current modulated interface with 3 phases utility systems to minimize line current harmonics ”, IEEE PESC 1992, pp. 162-167.

- [8] S. kim, P.Enjeti, P. Packebush and I. Pitel, “ A new approach to improve power factor and reduce harmonics in a three phase rectifier type utility interface ”, IEEE 1993, pp. 993-1000.
- [9] N. Mohan, R. Naik, M. Rasatogi and R. Nilssen and C. P. Hence. “ A magnetic device for current injection in a phree-phase, sinusoidal-current utility interface ”, IEEE IAS 1993, pp.926-930.
- [10] H. Mao, F. C. Lee, D. Boroyevic, and S. Hiti, “ High performance three-phase power factor correction circuits ”, IEEE, IECON95, pp. 8-14 .
- [11] S. Hiti, V. Vlatkovic, D. Borojevic and F. C. Y. Lee, “ A new control algorithm for three-phase PWM buck rectifier with input displacement factor compensation ”, IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 9, No 2, March 1994. pp.173-180.
- [12] A. R. Prasad, D. Ziogas, S. Manias, “ An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers ”, IEEE, Trans. On Power Electronics, Vol.6 No.1 January 1991, pp.83-92 .
- [13] M. Tou, K. Al-Haddad, G. Olivier and V. Rajagopalan, “ Analysis and design of single controlled switch three phase rectifier with unity power factor and sinusoidal input current ”, IEEE, PESC 1995, pp. 856-861.
- [14] Y. Chéron, “ La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique ”, Technique et Documentation Lavoisier, Paris 1989.

- [15] F. C. Lee, “ High-frequency quasi-resonant and multi-resonant converter topologies ”, IEEE, Proceedings of the international conference on Industrial Electronics, October 24-28, 1988, pp. 509-521.
- [16] T. Zeng, D. Y. Chen and F. C. Lee, “ Variations of quasi-resonant dc-dc converter topologies ”, IEEE,(**IECON**) 1986, pp. 381-392.
- [17] K. H. Liu, R. Oruganti and F. C. Lee, “ Resonant switches - topologies and characteristics ”, Proceedings of Power Electronics Specialists Conference; Toulouse, June 24-28, 1985, pp. 62 - 67.
- [18] V. Vorperian, “ Quasi-square-wave converters: Topologies and analysis”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 2, Apr.1988, pp. 183-191.
- [19] G. Hua, C.-S. Lew, Y. Tiang and F. C. Lee, “ Novel zero-voltage- transition PWM converters ”, IEEE, Trans. on Power Electronics, Vol.9, N°2, March 1994, pp. 213-219.
- [20] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, “ Novel zero-current- transition PWM converters”, IEEE, PESC 1993, pp. 538-544.
- [21] S. Gataric, D. Borojevic and F. C. Lee, “ Soft-switched three-phase rectifier with power factor correction ”, APEC94, pp. 738-744.
- [22] A. R. Prasad and P. D. Ziogas, “ Active input current waveshaping method for three-phase diode rectifiers with zero switching losses ”, IEEE, IAS91, Vol.1, pp. 932-938

- [23] E. Ismail, C. Oliveira and R. Erickson, “ A low-distorsion three-phase multi-résonant boost rectifier with zero current switching ”, IEEE APEC95. Vol.2.pp.849-855.
- [24] Y. Jang, R. W. Erickson, “ Design and experimental results of a 6kW single-switch three-phase high power factor rectifier using multi-resonnant zero current switching ”, IEEE APEC96, pp. 524-530.
- [25] J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, “ A Comprehensive design approach for a three-phase high-frequency single-switch discontinuous-mode boost power factor corrector based on analytically derived normalized converter component ratings ”, IEEE IAS 1993, pp. 931-938.
- [26] V. Vlatkovic, D. Borojevic and F. C. Lee, “ Input filter design for power factor correction circuits ”, IEEE IECON1993, pp. 954-958.
- [27] D. Tuite, “ Pratical circuit design for the experimenter ”, TAB BOOKS 1994 USA, pp. 80 -96.

6. ANNEXES

6.1 DÉMONSTRATION DE CERTAINES FORMULES DU CHAPITRE 2

D'après les hypothèses **H21** et **H24** posées à section 2.1 du chapitre 2, les tensions des trois phases sont:

$$\begin{aligned}v_{an} &= \hat{V}_{an} * \sin(\varphi_k); \\v_{bn} &= \hat{V}_{an} * \sin\left(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}\right); \\v_{cn} &= \hat{V}_{an} * \sin\left(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}\right); \\ \text{avec } \varphi_k &\in \left[\frac{\pi}{2} \quad \frac{2\pi}{3}\right].\end{aligned}\tag{6.1}$$

En faisant le changement de variable:

$$\varphi_k = \varphi + \frac{\pi}{2}\tag{6.2}$$

les égalités (6.1) deviennent:

$$\begin{aligned}v_{an} &= \hat{V}_{an} * \cos(\varphi); \\v_{bn} &= \hat{V}_{an} * \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right); \\v_{cn} &= \hat{V}_{an} * \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right); \\ \text{avec } \varphi &\in \left[0 \quad \frac{\pi}{6}\right].\end{aligned}\tag{6.3}$$

En substituant \hat{V}_{an} à partir de (2.15) on trouve:

$$\begin{aligned}
v_{an} &= \frac{V_o}{\sqrt{3}M} * \cos(\varphi); \\
v_{bn} &= \frac{V_o}{\sqrt{3}M} * \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right); \\
v_{cn} &= \frac{V_o}{\sqrt{3}M} * \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right); \\
\text{avec } \varphi &\in \left[0 \quad \frac{\pi}{6}\right].
\end{aligned} \tag{6.4}$$

La figure 6.1 montre l'évolution du courant à travers l'inductance L_b pour chacune des phases a b et c sur une période de commutation. Tandis que la figure 6.2 montre l'évolution du courant à travers la diode Db sur une période de commutation.

6.1.1 FORMULE (2.26):
$$I_{Db,Tc} = \frac{1}{2 * T_c} \left[(isa_{tm1} + isa_{tm2}) * \Delta tm_{2,1} + isa_{tm2} * \Delta tm_{3,2} \right]$$

$I_{Db,Tc}$ est le courant moyen à travers la diode Db sur une période de commutation. Il s'obtient simplement en division l'aire de la surface sous la courbe de la figure 6.2 par la période de commutation; d'où la formule (2.26).

6.1.2 FORMULE (2.27):
$$isa_{tm1} = \left(\frac{V_o * T_c}{\sqrt{3}} \right) * \left(\frac{d}{M * L_b} \right) * \cos(\varphi)$$

La résolution des équations différentielles (2.2) du chapitre 2 donne:

$$isa_{tm1} = \frac{v_{an}}{L_b} * tm1 \tag{6.5}$$

$$isb_{tm1} = \frac{v_{bn}}{L_b} * tm1 \tag{6.6}$$

$$isc_{tm1} = \frac{v_{cn}}{L_b} * tm1 \tag{6.7}$$

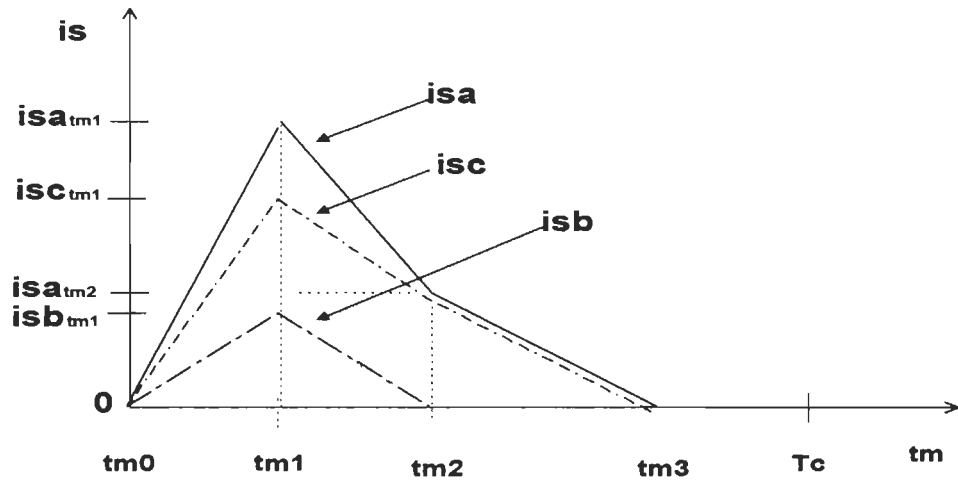


Figure 6.1: Évolution du courant à travers L_b pour chaque phase sur une période de commutation.

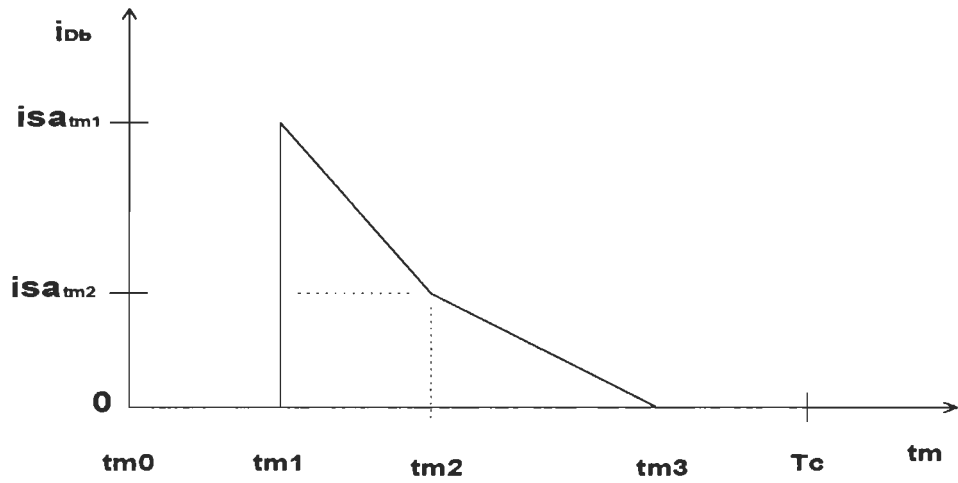


Figure 6.2: Évolution du courant à travers la diode D_b sur une période de commutation.

En substituant v_{an} , v_{bn} , v_{cn} à partir de (6.4) et $tm1$ à partir de (2.16), on a;

$$isa_{tm1} = \left(\frac{V_o * T_c}{\sqrt{3}} \right) * \left(\frac{d}{M * L_b} \right) * \cos(\varphi) \quad (6.8)$$

$$isb_{tm1} = \left(\frac{Vo * Tc}{\sqrt{3}} \right) * \left(\frac{d}{M * Lb} \right) * \cos \left(\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (6.9)$$

$$isc_{tm1} = \left(\frac{Vo * Tc}{\sqrt{3}} \right) * \left(\frac{d}{M * Lb} \right) * \cos \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (6.10)$$

6.1.3 FORMULE (2.29): $\Delta tm_{2,1} = tm_2 - tm_1 = \left(\sqrt{3} * Tc \right) * \left(\frac{d}{M} \right) * \left(\frac{\sin \left(\frac{\pi}{6} - \varphi \right)}{1 + \frac{\sqrt{3}}{M} * \sin \left(\varphi - \frac{\pi}{6} \right)} \right)$

La résolution des équations différentielles (2.4) et (2.5) du chapitre 2 donne:

$$isb_{tm2} = isb_{tm1} + \frac{\left(v_{bn} + \frac{1}{3}Vo \right)}{Lb} * (tm2 - tm1) \quad (6.11)$$

$$isc_{tm2} = isc_{tm1} + \frac{\left(v_{cn} + \frac{1}{3}Vo \right)}{Lb} * (tm2 - tm1) \quad (6.12)$$

$$isa_{tm2} = isa_{tm1} + \frac{\left(v_{an} - \frac{2}{3}Vo \right)}{Lb} * (tm2 - tm1) \quad (6.13)$$

D'après la figure 6.1, isb_{tm2} est nul; on en déduit à partir de (6.13):

$$\Delta tm_{2,1} = tm2 - tm1 = -isb_{tm1} * \frac{Lb}{\left(v_{bn} + \frac{1}{3}Vo \right)} \quad (6.14)$$

En substituant dans (6.14), isb_{tm1} à partir de (6.9) et v_{bn} à partir de (6.4), on trouve:

$$\Delta tm_{2,1} = tm_2 - tm_1 = \left(\sqrt{3} * Tc \right) * \left(\frac{d}{M} \right) * \left(\frac{\sin \left(\frac{\pi}{6} - \varphi \right)}{1 + \frac{\sqrt{3}}{M} * \sin \left(\varphi - \frac{\pi}{6} \right)} \right) \quad (6.15)$$

6.1.4 FORMULE (2.28): $isa_{tm2} = (Vo * Tc) * \left(\frac{d}{M * Lb} \right) * \left(\frac{\sin(\varphi)}{1 + \frac{\sqrt{3}}{M} * \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)} \right)$

En remplaçant dans (6.13), v_{an} à partir (6.4), isa_{tm1} à partir de (6.8) et $(tm2 - tm1)$ à partir de (6.15), on obtient:

$$isa_{tm2} = (Vo * Tc) * \left(\frac{d}{M * Lb} \right) * \left(\frac{\sin(\varphi)}{1 + \frac{\sqrt{3}}{M} * \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)} \right) \quad (6.16)$$

6.1.5 FORMULE (2.30):

$$\Delta tm_{3,2} = (2 * Tc) * \left(\frac{d}{M} \right) * \left(\frac{\sin(\varphi)}{\left[1 + \frac{\sqrt{3}}{M} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right] \left[1 - \frac{1}{M} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right]} \right)$$

La résolution de l'équations différentielle (2.7) du chapitre 2 donne:

$$isa_{tm3} = isa_{tm2} + \frac{(v_{an} - v_{cn} - Vo)}{2 * Lb} * (tm3 - tm2) \quad (6.17)$$

D'après la figure 6.1, isa_{tm3} est nul; on en déduit à partir de (6.17):

$$\Delta tm_{3,2} = tm3 - tm2 = -isa_{tm2} * \frac{2 * Lb}{(v_{an} - v_{cn} - Vo)} \quad (6.18)$$

En substituant dans (6.18), isa_{tm2} à partir de (6.16), v_{an} et v_{bn} à partir de (6.4), on trouve:

$$\Delta tm_{3,2} = (2 * Tc) * \left(\frac{d}{M} \right) * \left(\frac{\sin(\varphi)}{\left[1 + \frac{\sqrt{3}}{M} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right] \left[1 - \frac{1}{M} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right]} \right) \quad (6.19)$$

6.2 FORMULES DE CALCUL DES CHD, THD ET FP

Le coefficient de distorsion harmonique de l'harmonique de rang n est:

$$CHD_n = \frac{I_{sn}}{I_{s1}} \quad (6.20)$$

où I_{sn} est la valeur efficace du courant harmonique de rang n et I_{s1} est la valeur efficace du courant fondamental.

Le taux de distorsion harmonique a été calculé selon la formule:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=15} I_{sn}^2}}{I_{s1}} \quad (6.21)$$

puisque l'on a considéré les harmoniques jusqu'au rang 15.

Le facteur de puissance a été calculé selon la formule:

$$FP = FDi * FDe \quad (6.22)$$

où FDe est le facteur de déplacement fixé à 0.9999. Tandis que le facteur de distorsion FDi est donné par:

$$FDi = \frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{I_{s1}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=15} I_{sn}^2}} \quad (6.23)$$

En utilisant les égalités (6.21), (6.22) et (6.23), le facteur de puissance est:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} * FDe \quad (6.24)$$

6.3 DÉMONSTRATION DE CERTAINE FORMULE DU CHAPITRE 3

6.3.1 ÉQUATIONS DIFFÉRENTIELLES (3.7):

$$Ci * \frac{dv_{cij}}{dt_u} = \frac{1}{2} * (i_{sb} + i_{sc} + i_l) \text{ avec } j \in \{b, c\}.$$

Pendant l'intervalle de fonctionnement $[tu1, tu2]$, on a:

$$V_{cib} = V_{cic} \quad (6.25)$$

À partir de la figure 3.4b correspondant à cet intervalle de fonctionnement, on peut écrire directement les égalités:

$$i_6 + i_2 = -i_l \quad (6.26)$$

$$Ci * \frac{dv_{cib}}{dt_u} = i_{sb} - i_6 \quad (6.27)$$

$$Ci * \frac{dv_{cic}}{dt_u} = i_{sc} - i_2 \quad (6.28)$$

En introduisant v_{cic} dans (6.28) à partir de (6.25), on a:

$$Ci * \frac{dv_{cib}}{dt_u} = i_{sc} - i_2 \quad (6.29)$$

En additionnant membre à membre (6.27) et (6.29), on obtient:

$$2 * Ci * \frac{dv_{cib}}{dt_u} = i_{sb} + i_{sc} - i_2 - i_6 \quad (6.30)$$

En substituant i_2 et i_6 dans (6.30) à partir de (6.26), on trouve:

$$Ci * \frac{dv_{cib}}{dt_u} = \frac{1}{2} * (i_{sb} + i_{sc} + i_l) \quad (6.31)$$

En considérant l'égalité (6.25), on aussi:

$$Ci * \frac{dv_{ci}}{dt_u} = \frac{1}{2} * (i_{sb} + i_{sc} + i_l) \quad (6.32)$$

6.3.2 FORMULE (3.43):
$$t_{vci, \max} = \frac{1}{\omega_B} * \arctan\left(\frac{Z_B * I_i}{V_{ci0}}\right)$$

$t_{vci, \max}$ correspond au point où la tension v_{ci} est maximale; donc au point où la dérivée de v_{ci} est nulle. $t_{vci, \max}$ est donc obtenu en annulant la dérivée de l'expression (3.42).

6.3.3 FORMULE (3.44):
$$t_{v10} = \frac{1}{\omega_B} * \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B * I_i}\right) \right)$$

Puisque à t_{v1} , la tension v_{ci} s'annule, il suffit d'annuler l'expression (3.42) et on trouve la formule (3.44).

6.3.4 FORMULE (3.45):
$$V_{ci, \max} = \sqrt{(Z_B * I_i)^2 + (V_{ci0})^2}$$

En substituant $t_{vci, \max}$ dans (3.42) à partir de (3.43), on a:

$$V_{ci, \max} = Z_B * I_i * \sin\left(\arctan\left(\frac{Z_B I_i}{V_{ci0}}\right)\right) + V_{ci0} * \cos\left(\arctan\left(\frac{Z_B I_i}{V_{ci0}}\right)\right) \quad (6.33)$$

Considérons un angle θ tel que:

$$\sin(\theta) = \frac{Z_B I_i}{\sqrt{(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2}} \quad \text{et} \quad \cos(\theta) = \frac{V_{ci0}}{\sqrt{(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2}} \quad (6.34)$$

À partir de (6.34), on a:

$$\theta = \arctan\left(\frac{Z_B I_i}{V_{ci0}}\right) \quad (6.35)$$

En introduisant (6.34) dans (6.33), on a:

$$V_{ci,max} = \sqrt{(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2} [\sin(\theta) \sin(\theta) + \cos(\theta) \cos(\theta)] \quad (6.36)$$

L'égalité (6.36) est équivalente à:

$$V_{ci,max} = \sqrt{(Z_B * I_i)^2 + (V_{ci0})^2} \quad (6.37)$$

6.3.5 FORMULE (3.47): $i_{Lb1} = \sqrt{(I_i)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B}\right)^2} + I_i$

En substituant t_{v10} dans (3.41), à partir de (3.44) et en faisant les mêmes considérations que dans la section 6.3.4 précédente, on trouve l'expression de i_{Lb1} .

6.3.6 FORMULE (3.48): $t_{vci,max,r} = \frac{1}{2\pi} \arctan\left(\frac{I_i, r}{V_{ci0,r}}\right)$

En divisant $t_{vci,max}$ de (3.43) par le temps de base T_B de (3.39), on a:

$$t_{vci,max,r} = \frac{1}{2\pi} \arctan\left(\frac{Z_B I_i}{V_{ci0}}\right) \quad (6.38)$$

Or:

$$\frac{Z_B I_i}{V_{ci0}} = \frac{\frac{Z_B I_i}{V_B}}{\frac{V_{ci0}}{V_B}} = \frac{\frac{I_i}{I_B}}{\frac{V_{ci0}}{V_B}} = \frac{I_{i,r}}{V_{ci0,r}} \quad (6.39)$$

En introduisant (6.39) dans (6.38), on obtient:

$$t_{vci,max,r} = \frac{1}{2\pi} \arctan\left(\frac{I_i, r}{V_{ci0,r}}\right) \quad (6.40)$$

6.3.7 FORMULE (3.80):

$$P_{o,r,disp} = \frac{1}{2\pi * T_{C,r}} \left[(Ii,r)^2 + (V_{ci0,r})^2 \right] \left(\frac{1}{2} + \frac{Ii,r}{\sqrt{(Ii,r)^2 + (V_{ci0,r})^2}} \right) +$$

$$\frac{1}{2\pi * T_{C,r}} \left[\cos(\arcsin(Ii,r)) + Ii,r * \arcsin(Ii,r) - 1 \right]$$

La puissance est définie par:

$$P_{o,disp} = V_o * I_{Db,moy} = V_o * \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} i_{Db}(t_v) dt_v \quad (6.41)$$

La figure 6.3 représente l'évolution du courant à travers la diode Db.

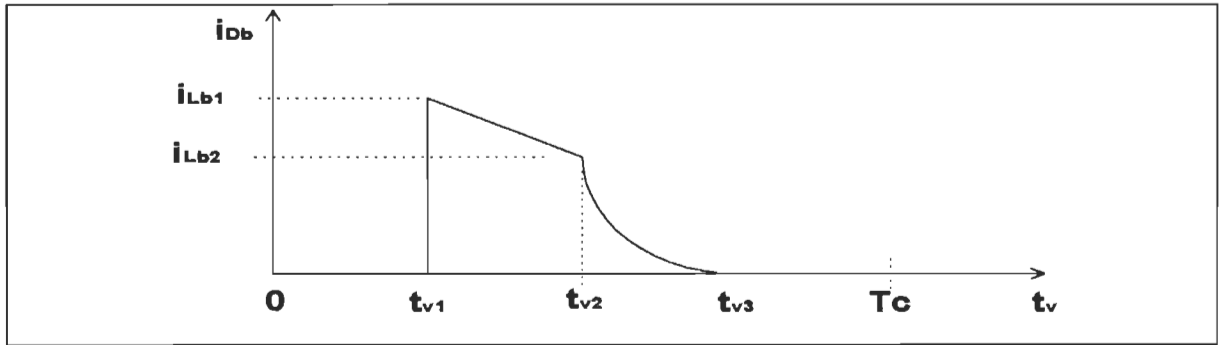


Figure 6.3: Évolution du courant à travers la diode Db.

Les expressions du courant instantané à travers la diode sont:

$$i_{Db}(t_v) = -\frac{V_o}{L_b} * (t_v - t_{v1}) + i_{Lb1}, \text{ pour } t_{v1} \leq t_v \leq t_{v2} \quad (\text{voir (3.53)}) \quad (6.42)$$

$$i_{Db}(t_v) = -\frac{V_o}{Z_B} * \sin(\omega_B * (t_v - t_{v2})) + Ii, \text{ pour } t_{v2} \leq t_v \leq t_{v3} \quad (\text{voir (3.61)}) \quad (6.43)$$

$$i_{Db}(t_v) = 0 \quad \text{pour } 0 \leq t_v \leq t_{v1} \quad \text{et} \quad t_{v3} \leq t_v \leq T_C \quad (6.44)$$

En intégrant (6.42) et (6.43) sur les intervalles respectifs, on a:

$$\int_{t_{v1}}^{t_{v2}} i_{Db}(t_v) dt_v = -\frac{V_o}{2L_b} * t_{v21}^2 + i_{Lb1} * t_{v21} \quad (6.45)$$

$$\int_{t_{v2}}^{t_{v3}} i_{Db}(t_v) dt_v = \frac{V_o}{Z_B \omega_B} \cos(\omega_B * t_{v32}) - \frac{V_o}{Z_B \omega_B} + I_i * t_{v32} \quad (6.46)$$

On rappelle les égalités suivantes:

$$t_{v21} = \frac{L_b}{V_o} * \sqrt{(I_i)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B}\right)^2} \quad (\text{voir (3.55)}) \quad (6.47)$$

$$i_{Lb1} = \sqrt{(I_i)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B}\right)^2} + I_i \quad (\text{voir (3.47)}) \quad (6.48)$$

$$t_{v32} = \frac{1}{\omega_B} \arcsin\left(\frac{Z_B * I_i}{V_o}\right) \quad (\text{voir (3.63)}) \quad (6.49)$$

En introduisant (6.47) à (6.49) dans (6.45) et (6.46), on a:

$$\int_{t_{v1}}^{t_{v2}} i_{Db}(t_v) dt_v = \frac{L_b}{2V_o} \left[(I_i)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B}\right)^2 \right] + I_i * \frac{L_b}{V_o} \sqrt{(I_i)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B}\right)^2} \quad (6.50)$$

$$\int_{t_{v2}}^{t_{v3}} i_{Db}(t_v) dt_v = \frac{V_o}{Z_B \omega_B} \cos\left(\arcsin\left(\frac{Z_B I_i}{V_o}\right)\right) - \frac{V_o}{Z_B \omega_B} + I_i * \frac{1}{\omega_B} \arcsin\left(\frac{Z_B I_i}{V_o}\right) \quad (6.51)$$

Les égalités (6.50) et (6.51) sont respectivement équivalentes à:

$$\int_{t_{v1}}^{t_{v2}} i_{Db}(t_v) dt_v = \frac{L_b}{V_o (Z_B)^2} \left[(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2 \right] * \left(\frac{1}{2} + \frac{Z_B I_i}{\sqrt{(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2}} \right) \quad (6.52)$$

$$\int_{t_{v2}}^{t_{v3}} i_{Db}(t_v) dt_v = \frac{V_o}{Z_B \omega_B} \left[\cos\left(\arcsin\left(\frac{Z_B I_i}{V_o}\right)\right) + \frac{Z_B I_i}{V_o} \arcsin\left(\frac{Z_B I_i}{V_o}\right) - 1 \right] \quad (6.53)$$

En introduisant (6.52) et (6.53) dans (6.41), on obtient:

$$P_o = \frac{L_b}{(Z_B)^2 T_c} \left[(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2 \right] * \left(\frac{1}{2} + \frac{Z_B I_i}{\sqrt{(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2}} \right) + \frac{V_o^2}{Z_B \omega_B T_c} \left[\cos \left(\arcsin \left(\frac{Z_B I_i}{V_o} \right) \right) + \frac{Z_B I_i}{V_o} \arcsin \left(\frac{Z_B I_i}{V_o} \right) - 1 \right] \quad (6.54)$$

On rappelle l'expression de la puissance de base:

$$P_B = V_B I_B = \frac{V_B^2}{Z_B} = \frac{V_o^2}{Z_B} \quad (6.55)$$

En divisant (6.54) par (6.55), on obtient:

$$P_{o,r} = \frac{L_b}{Z_B V_o^2 T_c} \left[(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2 \right] * \left(\frac{1}{2} + \frac{Z_B I_i}{\sqrt{(Z_B I_i)^2 + (V_{ci0})^2}} \right) + \frac{1}{\omega_B T_c} \left[\cos \left(\arcsin \left(\frac{Z_B I_i}{V_o} \right) \right) + \frac{Z_B I_i}{V_o} \arcsin \left(\frac{Z_B I_i}{V_o} \right) - 1 \right] \quad (6.56)$$

Or nous avons les identités suivantes:

$$\frac{Z_B}{L_b} = \omega_B = \frac{2\pi}{T_B} \quad (\text{voir (3.39)}) \quad (6.57)$$

$$\frac{1}{\omega_B T_c} = \frac{1}{\frac{2\pi}{T_B} T_c} = \frac{1}{2\pi T_{c,r}} \quad (6.58)$$

$$\frac{Z_B I_i}{V_o} = \frac{I_i}{I_B} = I_{i,r} \quad (6.59)$$

En introduisant les identités (6.57) à (6.59) dans (6.56), on a:

$$P_{o,r,disp} = \frac{1}{2\pi * T_{c,r}} \left[(Ii,r)^2 + (V_{ci0,r})^2 \right] \left[\frac{1}{2} + \frac{Ii,r}{\sqrt{(Ii,r)^2 + (V_{ci0,r})^2}} \right] + \frac{1}{2\pi * T_{c,r}} \left[\cos(\arcsin(Ii,r)) + Ii,r * \arcsin(Ii,r) - 1 \right] \quad (6.60)$$

6.3.8 FORMULE (3.102): $I_{Q,moy,r} = \frac{1}{2\pi * T_{c,r}} \left[Ii,r * \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0,r}}{Ii,r}\right) \right) + V_{ci0,r} \right]$

Le courant moyen à travers l'interrupteur Q est:

$$I_{Q,moy} = \frac{1}{T_c} \int_0^{t_{v10}} i_{Lb}(t_v) dt_v \quad (6.61)$$

où: $i_{Lb}(t_v) = -Ii * \cos(\omega_B * t_v) + \frac{V_{ci0}}{Z_B} * \sin(\omega_B * t_v) + Ii$ (voir (3.41)) (6.62)

En introduisant (6.62) dans (6.61) et en intégrant, on a:

$$I_{Q,moy} = \frac{1}{T_c} \left[-\frac{I_i}{\omega_B} \sin(\omega_B t_{v10}) - \frac{V_{ci0}}{Z_B \omega_B} \cos(\omega_B t_{v10}) + I_i t_{v10} + \frac{V_{ci0}}{Z_B \omega_B} \right] \quad (6.63)$$

Rappelons que:

$$t_{v10} = \frac{1}{\omega_B} * \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B * Ii}\right) \right) \quad (\text{voir (3.44)}) \quad (6.64)$$

En substituant t_{v10} dans (6.63), on trouve:

$$I_{Q,moy} = \frac{1}{T_c} \left[-\frac{I_i}{\omega_B} \sin\left(\arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i}\right)\right) + \frac{V_{ci0}}{Z_B \omega_B} \cos\left(\arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i}\right)\right) \right] + \frac{1}{T_c} \left[\frac{I_i}{\omega_B} \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i}\right) \right) + \frac{V_{ci0}}{Z_B \omega_B} \right] \quad (6.65)$$

Considérons un angle α tel que:

$$\sin(\alpha) = \frac{\frac{V_{ci0}}{Z_B \omega_B}}{\sqrt{\left(\frac{I_i}{\omega_B}\right)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B \omega_B}\right)^2}} \quad \text{et} \quad \cos(\alpha) = \frac{\frac{I_i}{\omega_B}}{\sqrt{\left(\frac{I_i}{\omega_B}\right)^2 + \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B \omega_B}\right)^2}} \quad (6.66)$$

À partir de (6.66), on a:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i}\right) \quad (6.67)$$

En introduisant (6.66) et (6.67) dans (6.65), on se rend compte que la première ligne de (6.65) est nulle. Par conséquent (6.65) est équivalent à:

$$I_{Q,moy} = \frac{1}{T_c \omega_B} \left[I_i \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i}\right) \right) + \frac{V_{ci0}}{Z_B} \right] \quad (6.68)$$

Rappelons que le courant de base est:

$$I_B = \frac{V_B}{Z_B} = \frac{V_o}{Z_B} \quad (6.69)$$

En divisant (6.68) par (6.69), on obtient:

$$I_{Q,moy,r} = \frac{1}{T_c \omega_B} \left[\frac{Z_B I_i}{V_o} \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i}\right) \right) + \frac{V_{ci0}}{V_o} \right] \quad (6.70)$$

L'égalité (6.70) est équivalente à:

$$I_{Q,moy,r} = \frac{1}{2\pi^* T_{c,r}} \left[I_{i,r}^* \left(\pi - \arctan\left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}^*}\right) \right) + V_{ci0,r} \right] \quad (6.71)$$

6.3.9 FORMULE (3.104):

$$I_{Q,eff,r}^2 = \frac{1}{4\pi * T_{C,r}} \left\{ \left(3 * I_{i,r}^2 + V_{ci0,r}^2 \right) \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}} \right) \right) - \frac{1}{2} \left(I_{i,r}^2 - V_{ci0,r}^2 \right) * \sin \left(2 \arctan \left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}} \right) \right) \right. \\ \left. + I_{i,r} * V_{ci0,r} * \cos \left(2 \arctan \left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}} \right) \right) + 3 * I_{i,r} * V_{ci0,r} \right\}$$

Par définition, on a:

$$I_{Q,eff}^2 = \frac{1}{T_C} \int_0^{t_{v10}} i_{Lb}^2(t_v) dt_v \quad (\text{voir (3.103)}) \quad (6.72)$$

À partir de (6.62), on trouve:

$$i_{Lb}^2(t_v) = \left[\frac{3}{2} I_i^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2 \right] + \frac{1}{2} \left[I_i^2 - \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2 \right] \cos(2\omega_B t_v) - \frac{I_i V_{ci0}}{Z_B} \sin(2\omega_B t_v) \\ - 2I_i^2 \cos(\omega_B t_v) + \frac{2I_i V_{ci0}}{Z_B} \sin(\omega_B t_v) \quad (6.73)$$

En substituant $i_{Lb}^2(t_v)$ dans (6.72) et en intégrant, on obtient:

$$I_{Q,eff}^2 = \frac{1}{T_C} \left[\frac{3}{2} I_i^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2 \right] * t_{v10} + \frac{1}{2T_C} \left[I_i^2 - \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2 \right] \frac{1}{2\omega_B} \sin(2\omega_B t_{v10}) \\ + \frac{I_i V_{ci0}}{2Z_B \omega_B} \cos(2\omega_B t_{v10}) - \frac{I_i V_{ci0}}{2Z_B \omega_B} - \frac{2I_i^2}{\omega_B} \sin(\omega_B t_{v10}) - \frac{2I_i V_{ci0}}{Z_B \omega_B} \cos(\omega_B t_{v10}) + \frac{2I_i V_{ci0}}{Z_B \omega_B} \quad (6.74)$$

En substituant t_{v10} à partir de (6.64), on a:

$$\begin{aligned}
I_{Q,eff}^2 = & \frac{1}{\omega_B Tc} \left[\frac{3}{2} I_i^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2 \right] * \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i} \right) \right) \\
& + \frac{1}{4\omega_B Tc} \left[I_i^2 - \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2 \right] \sin \left(2 \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i} \right) \right) \right) \\
& + \frac{I_i V_{ci0}}{2Z_B \omega_B} \cos \left(2 \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i} \right) \right) \right) - \frac{I_i V_{ci0}}{2Z_B \omega_B} + \frac{2I_i V_{ci0}}{Z_B \omega_B} \\
& - \frac{2I_i^2}{\omega_B} \sin \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i} \right) \right) - \frac{2I_i V_{ci0}}{Z_B \omega_B} \cos \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i} \right) \right)
\end{aligned} \tag{6.75}$$

En faisant les mêmes considérations qu'en (6.66) et (6.67) pour calculer la dernière ligne de cette expression, on se rend compte qu'elle est nulle. Par conséquent, on a:

$$\begin{aligned}
I_{Q,eff}^2 = & \frac{1}{\omega_B Tc} \left[\frac{3}{2} I_i^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2 \right] * \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i} \right) \right) \\
& + \frac{1}{4\omega_B Tc} \left[I_i^2 - \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B} \right)^2 \right] \sin \left(2 \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i} \right) \right) \right) \\
& + \frac{I_i V_{ci0}}{2Z_B \omega_B} \cos \left(2 \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0}}{Z_B I_i} \right) \right) \right) + \frac{3}{2} \frac{I_i V_{ci0}}{Z_B \omega_B}
\end{aligned} \tag{6.76}$$

L'expression du courant de base est rappelée au (6.69). En divisant (6.76) par le carré du courant de base, on trouve:

$$\begin{aligned}
I_{Q,eff,r}^2 = & \frac{1}{4\pi * Tc,r} \left\{ \left(3 * I_{i,r}^2 + V_{ci0,r}^2 \right) \left(\pi - \arctan \left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}} \right) \right) - \frac{1}{2} \left(I_{i,r}^2 - V_{ci0,r}^2 \right) * \sin \left(2 \arctan \left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}} \right) \right) \right. \\
& \left. + I_{i,r} * V_{ci0,r} * \cos \left(2 \arctan \left(\frac{V_{ci0,r}}{I_{i,r}} \right) \right) + 3 * I_{i,r} * V_{ci0,r} \right\}
\end{aligned} \tag{6.77}$$

POUR CHAPITRE 2

FICHIER DE MATHCAD UTILISE POUR TRACER $P_{o,r}$ ET F_{CTSC}

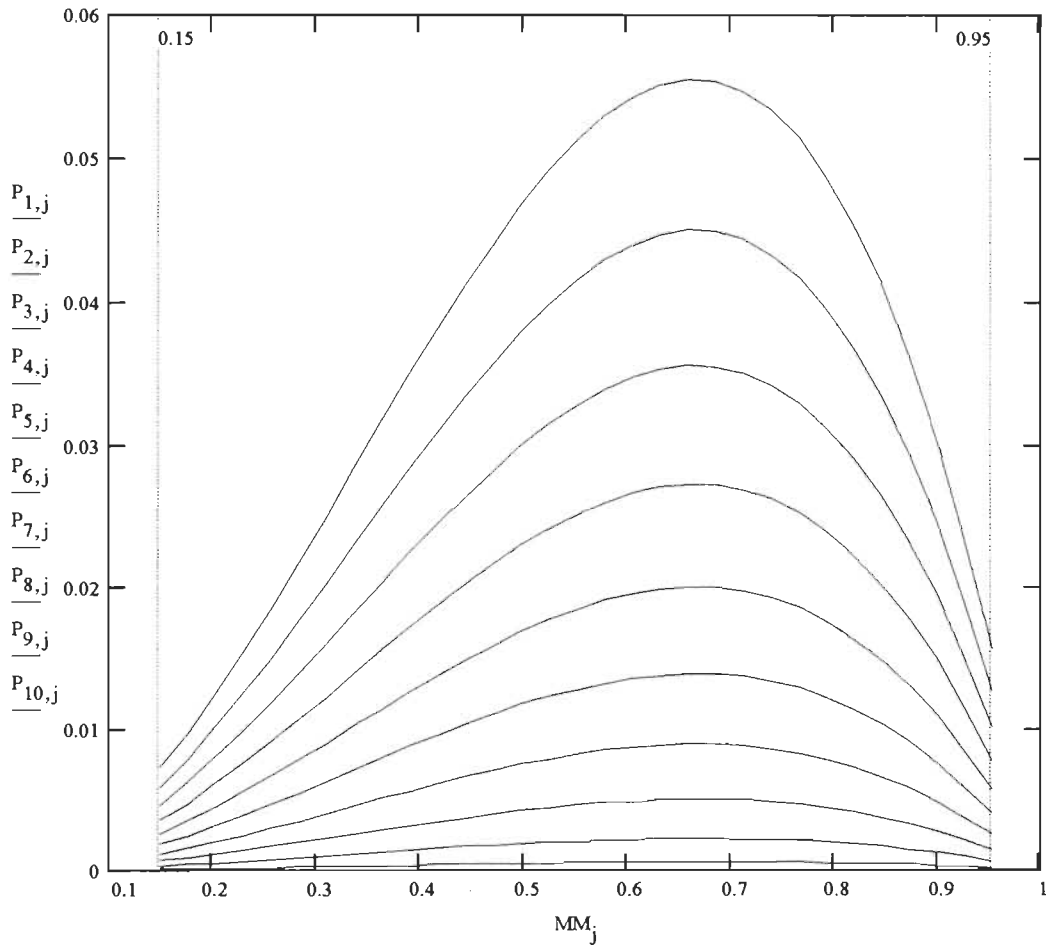
$$x := 0, 0.1 \dots \frac{\pi}{6} \quad i := 1 \dots 10 \quad j := 1 \dots 31 \quad N_1 = 0.15 \quad N_{j+1} = 0.0268 + N_j \quad dm_i = \frac{i}{10} \quad M_j = \frac{1}{N_j}$$

$$d_{i,j} := dm_i \cdot \frac{M_j - 1}{M_j} \quad K_{i,j} := \frac{3}{4} \cdot \left[\left(\frac{d_{i,j}}{M_j} \right)^2 \right] \quad A1_{i,j} := \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} - x\right) \cdot \cos(x)}{\left(1 + \frac{\sqrt{3}}{M_j} \cdot \sin\left(x - \frac{\pi}{6}\right)\right)}$$

$$A2_{i,j} := \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} - x\right) \cdot \sin(x)}{\left[\left(1 + \frac{\sqrt{3}}{M_j} \cdot \sin\left(x - \frac{\pi}{6}\right)\right)^2\right]} \cdot \sqrt{3} \quad A3_{i,j} := \frac{2 \cdot (\sin(x))^2}{\left[\left(1 + \frac{\sqrt{3}}{M_j} \cdot \sin\left(x - \frac{\pi}{6}\right)\right)^2\right] \cdot \left(1 - \frac{1}{M_j} \cdot \cos\left(x - \frac{\pi}{6}\right)\right)}$$

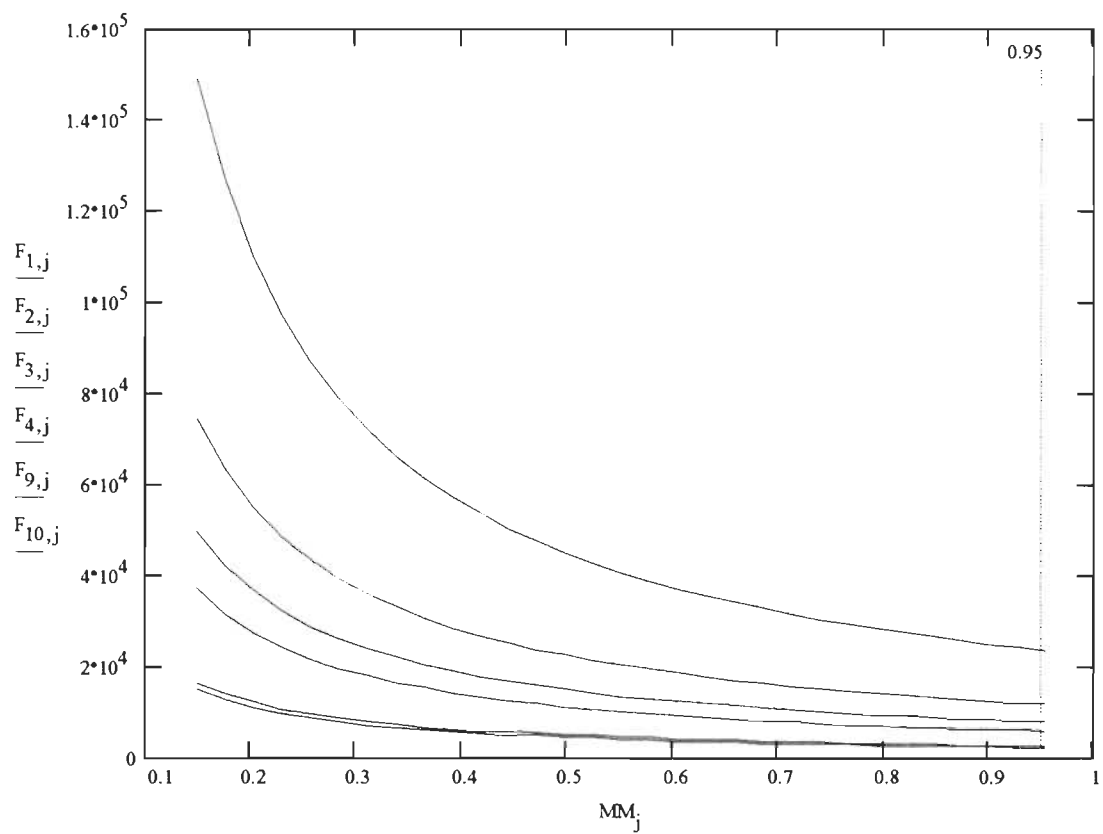
$$A_{i,j} := K_{i,j} \cdot (A1_{i,j} + A2_{i,j} + A3_{i,j}) \quad F(x) := A_{i,j} \quad MM_j := N_j$$

$$P_{i,j} := \frac{6}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{6}} F(x) dx \quad Q_{i,j} := \frac{6}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{6}} A_{i,j} dx \quad PR_1 := P_{1,j}$$



$$P_{9,16} = 0.041$$

$$F_{i,j} = \frac{d_{i,j}}{M_j \cdot P_{i,j}} \cdot 840$$



annexe

% FICHER UTILISÉ POUR TRACER LES COURBES DU CHAPITRE 3

%%%%%%%% DÉFINITION DES DIFFÉRENTES VARIABLES UTILISÉES %%%%%%%%%
%%%

% j nombre entier utilisé pour définir les différentes valeurs de
Ir
% x nombre entier utilisé comme paramètre de sélection des différe
ntes
% valeurs de Ir
% Ir courant relatif $I_{i,r}$ à l'entrée
% Vo tension de sortie, tension de base.
% k nombre entier utilisé pour définir les différentes valeurs de
Vr
% y nombre entier utilisé comme paramètre de sélection des différe
ntes
% valeur de Vr
% Vr tension relative initiale aux bornes du condensateur d'entré
e
% ViMr tension initiale maximale aux bornes du condensateur
% Tcr période relative
% d rapport cyclique
% Pord puissance relative de sortie disponible
% ZBM impédance de base maximale
% ZB impédance de base
% Ii courant à l'entrée
% Isac courant crête correspopndant dans la topologie triphasée
% Vanc tension crête de phase dans la topologie triphasée
% CiM valeur maximale de la capacité d'entrée
% ci capacité d'entrée
% WB pulsation de base
% Tcr période relative de commutation
% wcr pulsation relative de commutation
% Tc période de commutation
% fc fréquence de commutation
% wco pulsation de coupure du filtre d'entrée
% Li inductance du filtre d'entré
% Lb inductance du survolteur
% CTSC contrainte totale sur les semi-conducteurs

% Lorsque ces variables sont munies de l'indice "a", elles sont alo
rs
% définies à limite du fonctionnement en mode courant discontinu e
t
% courant continu (voir inégalité (3.89)). Ceci revient à dire qu'

```

elles
% sont définies lorsque le point (Vcio,r; Ii,r) évolue sur la bran
che
% gauche de la figure 3.12.
% Tandis que lorsque l'indice est "b", les variables sont donc défi
nies
% lorsque le point (Vcio,r; Ii,r) évolue sur la branche droite
% de la figure 3.12. Ceci correspond à la limite du fonctionnement
en
% élévateur (voir inégalité (3.86)).

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%  EXPRESSIONS DES DIFFÉRENTES VARIABLES  %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%

j=1:1:10;
ka=1:1:50;      kb=50:1:99;      k=1:1:99;
Ir=j/10;        Vr=k/100;

Vo=200;          Vio=Vo*Vr;

for y=1:1:99,
    for x=1:1:10,

Ira(y)=sin(acos(1-Vr(y)));      Irb(y)=sqrt(1-Vr(y)^2);

ViMra(y)=sqrt((Ira(y))^2 + (Vr(y))^2);  ViMrb(y)=sqrt(1);
ViMr(x,y)=sqrt((Ir(x))^2 + (Vr(y))^2);

Tcra(y)=1/(2*pi)*( (pi-atan(Vr(y)/Ira(y))) + sqrt((Ira(y))^2 + (Vr
(y))^2) + asin(Ira(y)) + (Vr(y)-1 + cos(asin(Ira(y)))) );
Tcrb(y)=1/(2*pi)*( (pi-atan(Vr(y)/Irb(y))) + sqrt((Irb(y))^2 + (Vr
(y))^2) + asin(Irb(y)) + (Vr(y)-1 + cos(asin(Irb(y)))) );
Tcr(x,y)=1/(2*pi)*( (pi-atan(Vr(y)/Ir(x))) + sqrt((Ir(x))^2 + (Vr(
y))^2) + asin(Ir(x)) + (Vr(y)-1 + cos(asin(Ir(x)))) );

da(y)=1/(2*pi*Tcra(y))*( pi-atan(Vr(y)/Ira(y)) );
db(y)=1/(2*pi*Tcrb(y))*( pi-atan(Vr(y)/Irb(y)) );
d(x,y)=1/(2*pi*Tcr(x,y))*( pi-atan(Vr(y)/Ir(x)) );

Porda(y)=1/(2*pi*Tcra(y))*( ((Ira(y))^2 + (Vr(y))^2)*( 1/2 +Ira(y)
/sqrt((Ira(y))^2 + (Vr(y))^2) ) + cos(asin(Ira(y))) + Ira(y)*asin(
Ira(y)) - 1 );
Pordb(y)=1/(2*pi*Tcrb(y))*( ((Irb(y))^2 + (Vr(y))^2)*( 1/2 +Irb(y)

```

annexe

```

/sqrt((Irb(y))^2 + (Vr(y))^2) ) + cos(asin(Irb(y))) + Irb(y)*asin(
Irb(y)) - 1 );
Pord(x,y)=1/(2*pi*Tcr(x,y))*( ((Ir(x))^2 + (Vr(y))^2)*( 1/2 +Ir(x)
/sqrt((Ir(x))^2 + (Vr(y))^2) ) + cos(asin(Ir(x))) + Ir(x)*asin(Ir(
x)) - 1 );

Po=1000;
ZBma(y)=Vo^2*Porda(y)/Po;          ZBmb(y)=Vo^2*Pordb(y)/Po;          ZB
M(x,y)=Vo^2*Pord(x,y)/Po;
ZBa(y)=9/10*ZBma(y);          ZBb(y)=9/10*ZBmb(y);          ZB(x,y)=9/
10*ZBM(x,y);

IBa(y)=Vo/ZBa(y);          IBb(y)=Vo/ZBb(y);          IB(x,y)=Vo/ZB(x,y)
;

Iia(y)=IBa(y)*Ira(y);          Iib(y)=IBb(y)*Irb(y);          Ii(x,y)=IB(x,y)*Ir
(x);

Isaca(y)=2/3*Iia(y);          Isacb(y)=2/3*Iib(y);          Isac(x,y)=2/3*Ii(x
,y);

Vanca(y)=2/3*Po/Isaca(y);          Vancb(y)=2/3*Po/Isacb(y);          Va
nc(x,y)=2/3*Po/Isac(x,y);

FDem=0.9999;          w=2*pi*60;

CiMa(y)=Isaca(y)/(Vanca(y)*w)*sin(acos(FDem));
CiMb(y)=Isacb(y)/(Vancb(y)*w)*sin(acos(FDem));
CiM(x,y)=Isac(x,y)/(Vanc(x,y)*w)*sin(acos(FDem));

Cia(y)=9/10*CiMa(y);          Cib(y)=9/10*CiMb(y);          Ci(x,y)=9/10*CiM(x
,y);

WBa(y)=1/( ZBa(y)*Cia(y) );          WBb(y)=1/( ZBb(y)*Cib(y) );          WB
(x,y)=1/( ZB(x,y)*Ci(x,y) );

wcra(y)=1/Tcra(y);          wcrb(y)=1/Tcrb(y);          wcr(x,y)=1/Tcr(x,y)
);

wca(y)=WBa(y)*wcra(y);          wcb(y)=WBb(y)*wcrb(y);          wc(x,y)=WB(x,y)*wc
r(x,y);

Tca(y)=(2*pi)/wca(y);          Tcb(y)=(2*pi)/wcb(y);          Tc(x,y)=(2*pi)/wc(x,y)
;

fca(y)=1/Tca(y);          fcb(y)=1/Tcb(y);          fc(x,y)=1/Tc(x,y);

```

annexe

```

wcoa(y)=1/10*wca(y);      wcob(y)=1/10*wcb(y);      wco(x,y)=1/10*wc(x
,y);

Lia(y)=1/( Cia(y)*(wco(y))^2 ); Lib(y)=1/( Cib(y)*(wcob(y))^2 );
Li(x,y)=1/( Ci(x,y)*(wco(x,y))^2 );

Lba(y)=Cia(y)*(ZBa(y))^2; Lbb(y)=Cib(y)*(ZBb(y))^2;
Lb(x,y)=Ci(x,y)*(ZB(x,y))^2;

CTSCa(y)=Vo*( sqrt( (Iia(y))^2 + (Vio(y)/ZBa(y))^2 ) + Iia(y) );
CTSCb(y)=Vo*( sqrt( (Iib(y))^2 + (Vio(y)/ZBb(y))^2 ) + Iib(y) );
CTSC(x,y)=Vo*( sqrt( (Ii(x,y))^2 + (Vio(y)/ZB(x,y))^2 ) + Ii(x,y)
);

CTSCa(y)=STSCa(y)/1000; STSCb(y)=STSCb(y)/1000;
CTSC(x,y)=STSC(x,y)/1000;

end;
end;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%

%%%%%%%%% COURBE Ii,r = f(Vcio,r), figure 3.12 %%%%%%%%%
%%

plot(Vr(1:50),Ira(1:50),'r');
hold
plot(Vr(50:99),Irb(50:99),'b');

xlabel('Vcio,r');
ylabel('Ii,r');
text(0.35,0.4,'Région de choix')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%

%%%%%%%%% COURBE CTSC = f(Vcio,r; Ii,r), figure 3.13 %%%%%%%%%
%%

for a=1:1:10,
    for b=1:1:50,
        if STSC(a,b)>STSCa(b),

```

```

CTSCp(a,b)=CTSC(a,b);
        else
CTSCp(a,b)=CTSCa(b);

        end;
    end;

    for b=50:1:99,
        if STSC(a,b)>STSCb(b),

CTSCp(a,b)=STSC(a,b);
        else
CTSCp(a,b)=STSCb(b);

        end;
    end;

end;

plot(Vr,STSCp(1,:), 'g');
hold;
for c=2:2:10,

    plot(Vr,STSCp(c,:), 'w');
end;

plot(Vr(1:50),STSCa(1:50), 'r');
plot(Vr(50:99),STSCb(50:99), 'b');

xlabel('Vcio,r');
ylabel('CTSC [KW]');

text(0.2,20,'Ii,r = 0.1'); text(0.1,17,'0.2'); text(0.2,10,'0.4');
text(0.3,7.5,'0.6');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%% COURBE Tc,r = f(Vcio,r; Ii,r), figure 3.14 %%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%

for a=1:1:10,
    for b=1:1:50,
        if Tcr(a,b)<Tcra(b),

Tcrp(a,b)=Tcr(a,b);

```

```

                                else
Tcrp(a,b)=Tcra(b);

                                end;
                                end;

                                for b=50:1:99,
                                    if Tcr(a,b)<Tcrb(b),

Tcrp(a,b)=Tcr(a,b);
                                else
Tcrp(a,b)=Tcrb(b);

                                end;
                                end;

end;

plot(Vr,Tcrp(1,:), 'g');
hold;
for c=2:2:10,

                                plot(Vr,Tcrp(c,:), 'w');
end;

plot(Vr(1:50),Tcra(1:50), 'w');
plot(Vr(50:99),Tcrb(50:99), 'w');

xlabel('Vcio,r');
ylabel('Tc,r');

text(0.9,0.73,'Ii,r');text(0.2,0.42,'0.1');text(0.25,0.5,'0.2');
text(0.3,0.6,'0.4');text(0.4,0.67,'0.6');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  COURBE  d = f(Vcio,r; Ii,r),  figure 3.15  %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for a=1:1:10,
    for b=1:1:50,
        if d(a,b)>da(b),

dp(a,b)=d(a,b);

```

```

else
dp(a,b)=da(b);
end;
end;
for b=50:1:99,
    if d(a,b)>db(b),
dp(a,b)=d(a,b);
    else
dp(a,b)=db(b);
    end;
end;
end;

plot(Vr,dp(1,:), 'g');
hold;
for c=2:2:10,
    plot(Vr,dp(c,:), 'w');
end;

plot(Vr(1:50),da(1:50), 'w');
plot(Vr(50:99),db(50:99), 'w');

xlabel('Vcio,r');
ylabel('d');

text(0.8,0.9, 'Ii,r');text(0.07,0.90, '0.1');text(0.07,0.85, '0.2');
text(0.16,0.76, '0.4');text(0.3,0.65, '0.6');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  COURBE   $Po,r = f(Vcio,r; Ii,r)$ ,  figure 3.16  %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for a=1:1:10,

```



```

        for b=1:1:50,
            if Pord(a,b)<Porda(b),
Pordp(a,b)=Pord(a,b);
            else
Pordp(a,b)=Porda(b);
            end;
        end;

        for b=50:1:99,
            if Pord(a,b)<Pordb(b),
Pordp(a,b)=Pord(a,b);
            else
Pordp(a,b)=Pordb(b);
            end;
        end;

end;

plot(Vr,Pordp(1,:), 'g');
hold;
for c=2:2:10,

    plot(Vr,Pordp(c,:), 'w');
end;

plot(Vr(1:50),Porda(1:50), 'w');
plot(Vr(50:99),Pordb(50:99), 'w');

xlabel('Vcio,r');
ylabel('Po,r');

text(0.9,0.35,'Ii,r');text(0.5,0.08,'0.1');text(0.48,0.11,'0.2');
text(0.48,0.17,'0.4');text(0.48,0.25,'0.6');text(0.48,0.36,'0.8');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%

```